

Titre: Réalisation d'un capteur d'image pour une application en
Title: spectroscopie de réflexion

Auteur: Seddik Benhammadi
Author:

Date: 2011

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Benhammadi, S. (2011). Réalisation d'un capteur d'image pour une application en
Citation: spectroscopie de réflexion [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de
Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/766/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/766/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:** Yves Audet
Advisors:

Programme: Génie Électrique
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

RÉALISATION D'UN CAPTEUR D'IMAGE POUR UNE APPLICATION EN
SPECTROSCOPIE DE RÉFLEXION

SEDDIK BENHAMMADI

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

DÉCEMBRE 2011

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

RÉALISATION D'UN CAPTEUR D'IMAGE POUR UNE APPLICATION EN
SPECTROSCOPIE DE RÉFLEXION

Présenté par : BENHAMMADI Seddik

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. BERTRAND Michel, Ph.D., président

M. AUDET Yves, Ph.D., membre et directeur de recherche

M.CHEBLI Robert, Ph.D., membre

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier le professeur Yves Audet pour avoir accepté de diriger mes travaux de maîtrise. Sa disponibilité, son apport technique et ses qualités humaines m'ont grandement aidé à l'accomplissement de mon projet.

J'adresse aussi mes remerciements à messieurs Michel Bertrand et Robert Chebli pour avoir accepté de participer au jury d'examen de ce mémoire, respectivement en tant que président et membre.

Ainsi qu'à mes collègues du Groupe FORYON et aux techniciens qui ont contribué à rendre mon travail plaisant et efficace.

Pour finir, un grand merci à ma famille et à mes proches pour tout le soutien qu'ils m'ont apporté.

RÉSUMÉ

L'utilisation de la spectroscopie de réflexion a apporté beaucoup de solutions dans le domaine biomédical et plus particulièrement la mesure du niveau de saturation d'oxygène dans le sang de la rétine. Le sang dans la rétine constitue aussi un bon site pour la mesure du tau d'oxygénation dans le cerveau, puisque le cerveau et les yeux partagent la même artère et donc la même source d'oxygénation. Ce qui rend la mesure du tau d'oxygénation très vital et la technique de spectroscopie de réflexion utile pour cette application.

Dans ce projet, nous proposons une amélioration dans cette technique. Un capteur d'image est rajouté au système de sorte à pouvoir imager la région à évaluer avec la spectroscopie de réflexion. Ce capteur d'image contient une fibre optique insérée sur sa face arrière. Cette dernière est aussi connectée à un spectrographe, et donc au dispositif d'évaluation du sang de la rétine.

Pour arriver à cela, nous développons un procédé de gravure profonde de silicium sur la face arrière du capteur d'image. Comme la dimension du capteur d'image ajoute des contraintes de micro-fabrication, la technique classique de photolithographie ne correspond pas dans ces conditions. Par conséquent, des techniques de micro-fabrications ont été explorées et un procédé de gravure a été mis en œuvre.

En plus de la micro-fabrication, la conception du circuit intégré-capteur d'image est réalisé dans ce projet. Des solutions ont été proposées pour s'adapter électroniquement aux contraintes physiques que le trou impose sur la face arrière du capteur d'image. La matrice de pixels est divisée en quatre sous matrices indépendantes et le mode de lecture est modifié pour l'adressage et la lecture de chaque pixel.

À la fin de ce projet, les résultats expérimentaux du capteur d'image ainsi que les améliorations pour les projets futurs seront proposés.

ABSTRACT

Reflectance spectroscopy has brought many solutions in the field of biomedical engineering, especially for the measurement of retinal oxygen saturation in the human blood. Retinal blood constitutes also a good site for the brain oxygen saturation measurement, since the brain and the eyes share the same source of blood supply. This makes the oxygen saturation measurement very vital and the reflectance spectroscopy very useful for this purpose.

In this project, we suggest an improvement in the reflectance spectroscopy measurement technique; we propose to add an image sensor so we can image the region to evaluate. This image sensor contains an optical fibre inserted at its back side, this way the image sensor would be connected to a spectrograph via its optical fibre.

To achieve this, we develop a deep etching technique at the silicon level in the back side of the image sensor. The integrated circuit size added some constraints; the classical photolithographic technique is not fit for our application. As a consequence we elaborated a new combination of etching techniques. The area of the integrated circuit is few millimetres square, and the size of the optical fibre is a few micrometers square only.

The design of the integrated circuit is also done in this project. The presence of a hole at the back side of the image sensor adds some design constraints. The pixel array is divided into four independent pixel arrays each of them are addressed and read out separately. Post processing on the image sensor is realized to adapt an optical fibre in its back side.

And finally we present some experimental results including images acquired with the image sensor and propose some future improvements.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	III
RÉSUMÉ.....	IV
ABSTRACT	V
TABLE DES MATIÈRES	VI
LISTE DES FIGURES.....	X
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	XIII
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 OPHTALMOSCOPIES ET CAPTEURS D'IMAGES	4
1.1 Introduction	4
1.2 Spectroscopie de réflexion	4
1.2.1 Historique des techniques de détection du niveau de saturation d'oxygène dans la rétine.....	4
1.2.2 Les instruments modernes	6
1.2.3 La technique à améliorer	8
1.3 Capteurs d'images	11
1.3.1 Photodiode à jonction.....	12
1.3.2 Capacité MOS	14
1.3.3 La photodiode PIN	15
1.3.4 Bruits dans les capteurs d'images	16
1.4 Techniques de gravure dans le silicium	19
1.4.1 Les techniques de gravure	20
1.4.2 La technique du Lift-off	24
1.4.3 La technique de gravure du trou effectuée sur la face arrière de l'échantillon	24

1.5	Conclusion.....	28
CHAPITRE 2 CONCEPTION DU CAPTEUR D'IMAGE		I
2.1	Architecture du capteur	29
2.2	Les architectures envisagées	30
2.3	La topologie choisie	34
2.3.1	Résolution spatiale du capteur d'image	35
2.3.2	Technique d'acquisition d'image	35
2.3.3	Interface avec les circuits externes.....	36
2.4	Architecture du pixel	37
2.4.1	Taille du Pixel	38
2.4.2	Simulation du pixel	39
2.5	Architecture des circuits d'adressage des lignes	42
2.6	Architecture des blocs de lecture et d'adressage des colonnes	43
2.6.1	Architecture du premier amplificateur suiveur	44
2.6.2	La porte de transmission 1	47
2.6.3	Capacité de mémoire	48
2.6.4	Amplificateur suiveur 2.....	49
2.6.5	L'amplificateur suiveur de sortie	53
2.7	Discussion et conclusion	57
CHAPITRE 3 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX		59
3.1	Introduction	59
3.2	Génération de signaux	59
3.2.1	Signaux générés pour le capteur d'image	61
3.2.2	Signaux nécessaires pour le multiplexeur analogique.....	62

3.2.3	Signaux nécessaires pour la carte de capture Matrox	62
3.3	Résultat de fabrication du capteur d'image.....	63
3.4	Résultat du capteur d'image.....	64
3.5	Combinaison des deux signaux haut et bas	66
3.6	Circuit de reconstitution	67
3.7	Nombre d'images par seconde	71
3.8	Acquisition d'image	72
3.9	Mesures de bruits avec la carte de capture Matrox	74
3.9.2	Mesure de bruit sous illumination.....	76
3.9.3	Mesure de bruit à la sortie du capteur d'image	78
3.9.4	Discussion	81
3.9.5	Comparaison avec les mesures à l'oscilloscope.....	83
3.10	Conclusion.....	84
CONCLUSION		85
BIBLIOGRAPHIE		88

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1: Bruits dans les capteurs d'images	19
Tableau 2.1: Paramètres de fonctionnalité de l'amplificateur suiveur 1	47
Tableau 2.2: Paramètres de fonctionnalité de l'amplificateur suiveur 2.....	47
Tableau 2.3: Paramètres de fonctionnalité de l'amplificateur Folded Cascode.....	47
Tableau 3.1: Bruits aléatoires	80
Tableau 3.1: Bruit aléatoire	75
Tableau 3.3: Offset	81
Tableau 3.4: La photo réponse non uniforme	81
Tableau 3.5: Sensibilité	82
Tableau 3.6: Gamme dynamique	83

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 Système de base à améliorer	9
Figure 1.2 L'amélioration proposée.....	10
Figure 1.3 Efficacités quantiques dans les quatre éléments fondamentaux de capture d'image [16]	11
Figure 1.4 Coefficient d'absorption de la lumière en fonction de la longueur d'onde : dans le	12
Figure 1.5 Structure physique d'une photo diode N+ sur substrat P	12
Figure 1.6 Structure physique et de bande d'une capacité MOS	14
Figure 1.7 Structure physique de bande de la photodiode PIN	16
Figure 1.8 Principe de Lift-off	24
Figure 1.9 Vue en coupe des différentes couches du procédé CMOS AMS 0.35 μ m.	25
Figure 1.10 Diagramme montrant un des objectif du projet - Effectuer une ouverture à travers le substrat	26
Figure 2.1 Schéma bloc d'un capteur d'image classique	30
Figure 2.2 La première topologie envisagée pour le capteur d'image	31
Figure 2.3 Signaux dans la zone libre de pixels pour la première topologie	31
Figure 2.4 La deuxième topologie envisagée pour le capteur d'image.....	33
Figure 2.5 Signaux dans la zone libre de pixels pour la deuxième topologie	33
Figure 2.6 Structure du capteur d'images	34
Figure 2.7 Topologie choisie.....	36
Figure 2.8 Schéma d'un pixel	37
Figure 2.9 Dessin de masque d'un pixel.....	39
Figure 2.10 Circuit de simulation du pixel.....	40
Figure 2.11 Le comportement du signal au nœud d'intégration.....	40
Figure 2.12 Tension de sortie du pixel.....	41

Figure 2.23 Diagramme des signaux Select et Reset	42
Figure 2.14 Schéma du circuit d'adressage des lignes	43
Figure 2.15 Schéma bloc du circuit de sortie	44
Figure 2.16 Amplificateur suiveur 1	45
Figure 2.17 La tension de sortie en fonction de l'entrée du suiveur 1	46
Figure 2.18 Porte de transmission	48
Figure 2.19 Circuit de l'amplificateur suiveur 2.....	50
Figure 2.20 Gain et phase de l'amplificateur suiveur en boucle ouverte.....	51
Figure 2.21 Balayage de tension d'entrée, et visualisation de la tension de sortie.....	52
Figure 2.22 Amplificateur de sortie Folded Cascode monté en suiveur	53
Figure 2.23 Le circuit de polarisation de l'amplificateur Folded Cascode monté en suiveur	54
Figure 2.24 Simulation du gain et phase de l'amplificateur Folded Cascode en boucle ouverte	56
Figure 2.25 Balayage de tension d'entrée, et visualisation de la tension de sortie du Folded Cascode	56
Figure 3.1 La carte FPGA utilisé	60
Figure 3.2 les formes d'ondes générés	61
Figure 3.3 signaux de synchronisation et d'adaptation de la sortie	63
Figure 3.4 Dessin des masques du capteur d'image	64
Figure 3.5 les deux sorties du capteur d'image pendant l'acquisition d'une image	65
Figure 3.6 Combinaison des deux signaux provenant des demi-matrices haute et basses.....	67
Figure 3.7 signaux et mode de fonctionnement de la carte de capture Matrox.....	68
Figure 3.8 Amplificateur inverseur à gain variable.....	69
Figure 3.9 Amplificateur inverseur à gain variable quand H_synch est à l'état bas	69
Figure 3.10 Signal adapté pour la carte de capture	70

Figure 3.11 Signal adapté correspondant à l'acquisition de plusieurs images complètes dans le noir	71
Figure 3.12 image prise a, image prise b.....	73
Figure 3.13 Bruit temporel dans un pixel.....	79
Figure 3.14 Mesure de FPN sur une ligne.....	81

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

AMS	Austria Micro System
BHF	Buffered Hydro Fluor acid
C ₄ F ₈	Octafluorocyclobutane
CDS	Correlated Double Sampling
CCD	Charge Coupled Device
CMOS	Complementary Metal Oxyde Semiconductor
DRAM	Dynamic Random Access Memory
DRIE	Highly optimized tolerance
DSNU	Dark Signal Non Uniformity
EOX	Eye Oxy Meter
eV	Electron Volt
fF	Femto farade
FIB	Focused Ion Beam
FPGA	Field Programmable Gate array
FPN	Fixed Pattern Noise
GND	Ground
H ₃ PO ₄	Acide Phosphorique
HF	Hydro Fluor acid
kΩ	Kilo ohm
KOH	Potassium Hydroxide
NH ₄ F	Fluorure d'ammonium
ms	Milli seconde

mV	Milli volts
mW	Milli Watt
NM	Nano Metre
MOS	Metal Oxyde Semiconductor
pA	Pico Ampere
PIN	Positive Intrinsic Negative
PRNU	Photo Response Non Uniformity
RIE	Reactive Ion Etching
SF ₆	Hexafluorure de Sulfure
Si	Silicium
SiO ₂	Dioxyde de silicium
TMAH	Tetramethylammonium hydroxide
TSV	Through Silicon Via
VDD	Voltage Drain Drain
μm	Micromètre
μs	Microseconde
μW	Micro Watt

INTRODUCTION

L'un des défis les plus pertinents en recherche dans le domaine de l'ingénierie biomédicale consiste à développer des techniques non invasives afin de prévenir, de diagnostiquer ou de faire le suivi d'altérations pathologiques. Au niveau du cortex cérébral notamment, ces altérations peuvent être détectées par des mesures de deux paramètres fonctionnels, soit son flux sanguin et sa saturation en oxygène [1][2]. Comme c'est le cas pour tous les organes, l'importance de ces deux paramètres tient au fait qu'ils jouent un rôle-clé pour maintenir la viabilité des tissus et par ricochet la fonctionnalité de l'organe.

Le cerveau est l'organe du corps le plus sensible à la privation de l'oxygène. Par conséquent, contrôler le taux d'oxygène et s'y ajuster médicalement est une question d'une importance vitale pour les soins d'urgence.

En effet, à titre d'exemple : une personne respirant dans une salle sous des conditions régulières aura une saturation en oxygène dans son sang artériel approximativement de 97 %. Sous certaines conditions de stress ou dans des endroits à faible concentration d'oxygène, ce taux peut baisser à un niveau plus bas. À des taux de saturation d'oxygène entre 70 et 80 % dans l'artère crânien, des sensations de vertiges et d'altération de la perception des couleurs surviennent.

Si ce taux diminue encore plus bas, l'acuité visuelle baisse, la mémoire récente se perd et la coordination des mouvements s'affaiblie. Si la saturation est réduite au taux de 40 à 50 %, l'état d'évanouissement survient. A partir de ce niveau et lorsque cela dure dans le temps des dommages permanents arrivent et inévitablement la mort de l'individu survient.

Par conséquent, des chercheurs ont travaillé afin de développer des techniques pour la mesure du taux de saturation de l'oxygène dans le sang. Une attention particulière s'est portée sur la détection non invasive au niveau de la rétine et au niveau de la peau. Ces techniques non invasives procèdent en comparant la différence des signatures spectrales qui existe entre l'hémoglobine et l'oxyhémoglobine après une mesure de la réflexion spectrale au niveau de la peau ou au niveau des vaisseaux sanguins de la rétine.

Cependant, les mesures au niveau de la rétine présentent un plus grand intérêt à l'utilisation. Cela est dû au fait que le sang contenu dans les yeux est plus représentatif du sang du cerveau, puisqu'ils partagent la même artère de sang [3]. De plus, les altérations dans le flux du sang dans

la rétine représentent aussi une source d'information très importante pour le diagnostic des maladies des yeux à un stade précoce.

L'estimation du taux d'oxygène ne peut pas être obtenue à partir de la pression du sang, ou du pouls ou autres signaux vitaux accessibles. Il existe des procédures comme l'utilisation des capteurs à fibre optique insérés dans le cœur et les artères pulmonaires. Ces techniques peuvent être utilisées dans des environnements hospitaliers, mais elles ne sont pas souhaitées pour une médication ambulatoire.

Pour toutes les raisons citées plus haut, beaucoup de chercheurs en biomédical ont focalisé leurs travaux de recherche sur le diagnostic au niveau de la rétine. Celle-ci s'est avéré être un site idéal pour le contrôle non-invasif du niveau de taux d'oxygène. Ce site étant facile d'accès, il fournit un excellent indicateur sur la perfusion sanguine sans être sensible aux chocs [3].

Les techniques utilisées qui permettent de mesurer le taux de saturation d'oxygène dans le sang utilisent la spectroscopie de réflexion [4]. Cette technique quantifie la lumière réfléchiée des vaisseaux sanguins de la rétine à différentes longueurs d'ondes et extrait les taux d'oxygènes au moyen d'algorithmes et d'équations empiriques développés dans le domaine.

En parallèle, en microélectronique, des progrès importants ont été observés dans les dernières années en ce qui concerne les procédés de fabrication CMOS (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*). Ces avancées ont conduit à une réorientation d'intérêt sur les techniques utilisées pour la fabrication des capteurs d'image. Délaissant les capteurs d'images classiques faits avec les CCD (*Charge Coupled Device*) au profit de capteurs CMOS. Ces derniers sont devenus capables de fournir des résultats comparables à ceux des CCD en termes de performances optiques. En plus de cela, ils ont la possibilité d'intégrer une multitude de circuits de traitement et d'adaptation de signaux sur puce. Offrant ainsi une souplesse dans la conception pour s'ajuster aux besoins de chaque application.

L'objectif principal de notre projet est la réalisation d'un dispositif innovant et portatif qui peut être utilisé dans le domaine biomédical pour la détection de taux de saturation d'oxygène dans la rétine. Ce dispositif combine les connaissances des capteurs d'images et de la micro-fabrication avec les techniques de spectroscopies de réflexions. Il permet d'apporter une visibilité de la région à évaluer avec la spectroscopie de réflexion en utilisant un capteur d'image adapté à cette application. Le tout en maintenant le fonctionnement du spectrographe inchangé.

Ce dispositif est un capteur d'image munie d'une fibre optique sur sa face arrière. Cette fibre optique est reliée d'un côté à un spectrographe et de l'autre côté elle est insérée dans un trou qui se trouve sur le dos du capteur d'image. De cette manière la lumière réfléchie du sang de la rétine est récoltée par la fibre optique après que celle ci traverse une zone transparente dans le capteur d'image, cette zone transparente est la projection de la fibre optique sur le capteur d'image.

Du point de vu capteur d'image, celui-ci imagera toute la surface de la cible excepté la partie transparente qui est la projection de la fibre optique. Ce qui se traduit par une image complète de la rétine ayant en son centre une zone non imagée. Cette zone non imagée nous permet de viser le vaisseau sanguin à évaluer en se focalisant directement dessus.

Pour arriver à cela, nous allons proposer une nouvelle architecture qui prend en compte la présence d'une zone libre de pixels à son centre. Cette architecture assurera en même temps l'adressage et la lecture de chaque pixel tout en gardant sa zone centrale libre de tout élément obstruant la lumière réfléchie de la matière à évaluer. Dans ce projet, cette architecture sera mise en place sur silicium et testée pour la validation l'architecture proposée. Nous proposerons aussi une recette pour la gravure profonde et verticale sur la face arrière du capteur d'image lors de nos travaux de micro fabrication en salle blanche. Cette recette sera mise en application sur des échantillons de circuits intégrés après leur fabrication. Elle combine des techniques de dépôt de couches minces et de gravures sur différentes surfaces.

L'organisation de ce mémoire se divise en trois chapitres, le premier chapitre comporte une revue de la littérature sur les instruments de mesure de spectroscopie de réflexion. Il intègre les techniques de gravures sur silicium pour la réalisation d'un trou sur la face arrière du capteur d'image, ainsi qu'une introduction sur les technologies de capteur d'image. Le deuxième chapitre présente la conception du circuit intégré et toutes les étapes suivies. Enfin, nous présenterons dans le troisième et dernier chapitre les résultats expérimentaux du circuit intégré ainsi que les images obtenues et la conclusion générale.

CHAPITRE 1 OPHTALMOSCOPE ET CAPTEURS D'IMAGES

1.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons introduire l'environnement dans lequel notre dispositif sera utilisé. Nous commencerons tout d'abord par la mise en lumière de l'évolution des techniques de détection des niveaux de saturation d'oxygène dans le sang de la rétine, pour ensuite retracer les récentes orientations de ces techniques et expliquer les raisons qui soutiennent le développement du dispositif biomédical voulu. Nous expliquerons aussi les principes de fonctionnement des capteurs d'image et les techniques de micro-fabrication pour la réalisation d'une gravure profonde sur un circuit intégré en post-fabrication.

1.2 Spectroscopie de réflexion

1.2.1 Historique des techniques de détection du niveau de saturation d'oxygène dans la rétine

En 1851, un scientifique physiologiste du nom de Helmholtz H a révolutionné le domaine de l'ophtalmologie en inventant l'ophtalmoscope. Cet instrument permettait d'examiner l'intérieur de l'œil humain, avec cette invention il s'est vu au devant de la scène scientifique. Sa publication *Handbuch der Physiologischen Optik* (manuel de la physiologie optique) a fournis les théories empiriques sur de la perception de la profondeur, la vision des couleurs et la perception du mouvement. Son travail est devenu la référence fondamentale dans ce domaine durant toute la deuxième moitié du 19^{ème} siècle [5].

Son ophtalmoscope était constitué d'un miroir transparent pour diriger la lumière d'une source externe vers l'œil d'un patient. La lumière réfléchi traversait un trou de 3 mm, une lentille de correction négative et un miroir semi-transparent. Helmholtz pouvait placer son œil sur le trajet des rayons de lumière quittant l'œil du patient. Ainsi il était capable de voir les détails de la rétine. Son invention a mis sur rail les recherches sur l'ophtalmologie [5].

Après sa première publication, Helmholtz a apporté des améliorations dans son optique pour soulager l'œil du patient des différentes réfractions de lumière en 1852. Et avec son dernier

instrument, Helmholtz a introduit tous les éléments essentiels de l'ophtalmoscope, le fond de l'œil pouvait facilement être observé et ses théories sur l'accommodation du reflexe de focalisation de la rétine sont restées les références jusqu'à récemment. Les améliorations sur les ophtalmoscopes qui s'en suivirent se sont focalisées plus au niveau de la qualité de l'observation [5].

Plus tard, à partir de 1950 les chercheurs ont plus orienté leurs efforts pour contrôler les défis techniques pour améliorer la quantité de lumière réfléchie de la rétine. Au départ, juste les mesures comparatives entre deux niveaux de signaux étaient possibles, ceux si étaient appliquées dans l'étude des pigmentations de la macula. Mais avec l'amélioration des techniques de détection de lumière et l'utilisation des microprocesseurs, la mesure de la distribution spectrale de la réflexion de la lumière est devenue faisable. Ce qui a conduit plus tard au développement de modèles expliquant la relation qui lie la longueur d'onde avec le comportement de la lumière réfléchie.

Ainsi, en 1952, Brindley et Willmer ont conduit des travaux pour mesurer la distribution spectrale des pigmentations de la macula. Ils ont comparé la lumière réfléchie d'un œil d'un patient avec une lumière de référence de la même source mais réfléchie par un prisme. En faisant un réglage, l'intensité de la lumière de référence a été ajustée de sorte à être égale à l'intensité de la lumière réfléchie par la rétine. Cela leur a permis de mesurer la réflexion spectrale de 460 nm à 680 nm. Grâce à leur montage, une absorption précise du spectre dans les pigments de la macula a été déterminée [6].

De même en 1953, Weale a mesuré les pigments visuels en se basant sur la technique photométrique. Son expérience commençait ce par un blanchiment réalisé grâce à une exposition à la lumière blanche suivi par des mesures photométrique en lumière monochrome pendant des phases d'adaptation de l'œil dans l'obscurité. Cela a été répété pour plusieurs longueurs d'onde. Le grand inconvénient de cette technique était la durée de l'expérience, rendant ainsi impossible son utilisation sur l'œil vivant humain.

Weale a proposé une amélioration plus tard en développant un réflectomètre spectrographique. Ainsi au lieu de projeter une seule longueur d'onde, il avait tout le spectre simultanément. Des photographies de la lumière réfléchie de la rétine ont été prises dans des conditions d'obscurité et

de lumière adaptée avec la lumière projetée. Cette technique de spectro-photographie a été utilisée pendant une brève période sur des chats et des lapins albinos.

Plus tard, Weale a conçu un densitomètre de la réflexion de la rétine en collaboration avec Carr en 1966. Ce montage a été plus tard modifié pour améliorer l'analyse des données avec un ordinateur [7].

1.2.2 Les instruments modernes

Avec les anciens instruments d'évaluation de la lumière réfléchie de la rétine, on faisait la comparaison entre deux signaux pour évaluer le comportement de la réflexion, ce qui rendait la connaissance de l'intensité de la lumière non nécessaire. À l'inverse des instruments plus modernes, qui eux sont capables de mesurer directement l'intensité de la lumière réfléchie et sur une gamme spectrale plus étendue. Ainsi, durant les 40 dernières années, plusieurs groupes de recherche ont travaillé pour améliorer et développer des instruments et des algorithmes de mesure de la saturation en oxygène dans la rétine. Ces mesures se sont quand même avérées très difficiles à cause de la structure en couches de l'œil et des phénomènes d'absorption et de dispersion de la lumière. Plusieurs techniques ont finalement démontré leurs efficacités pour la mesure de la saturation d'oxygène dans le sang de la rétine.

Un des premiers chercheurs à avoir utilisé une technique de mesure directe de l'intensité était Hickam en 1963. Il a utilisé une technique photographique pour mesurer le taux de saturation au niveau des veines de la rétine humaine. La technique utilise des films photographiques pour mesurer la densité de la lumière plutôt qu'à partir d'un courant généré dans une cellule photoélectrique. Les photographies du fond de l'œil étaient prises en passant par des filtres pour restreindre la lumière à certaines longueurs d'onde désirées (510 et 640 nm) [8]. Cette technique de mesure photographique à deux longueurs d'ondes a été reprise plus tard par Laing [9] qui a utilisé deux autres longueurs d'ondes (470 et 515 nm) pour mesurer le taux de saturation d'oxygène chez des lapins et des humains aussi. Toutefois, à cause de sa complexité de mise en place, cette technique n'a plus jamais été reproduite dans des études cliniques.

Plus tard des mesures de densités de lumières se sont faites à partir de négatifs photographiques en utilisant la loi de Beer-Lambert appliquée seulement sur le sang sans tenir en compte de l'effet

de dispersion. Cette loi de Beer-Lambert est empirique et relie l'absorption de la lumière avec les propriétés des milieux qu'elle traverse [10].

Ainsi, en 1975, Pittman et Dulling ont obtenus des résultats plus précis de l'oxymétrie de la rétine en utilisant cette loi, et en faisant la mesure de la réflexion de lumière avec un balayage de 3 longueurs d'ondes au lieu de 2. Ils ont réussi à compenser les effets de dispersion de la lumière et corriger partiellement l'influence de la réflexion intraoculaire qui se traduit par le reflexe des vaisseaux. Leur travaux ont permis d'adapter la technique aux vaisseaux sanguins de la rétine et de développer un système photoélectrique qui permet de réaliser des mesures en temps réel [10].

Une autre technique a été utilisée par Schweitzer en 1985. Il a modifié un stéréo-ophtalmoscope pour mesurer la réflexion du fond de l'œil à différents points de la rétine. Cela a été réalisé en combinant une lampe à Xénon avec un monochromateur pour produire la source de lumière. La lumière réfléchie a été enregistrée en utilisant un photo-multiplicateur avec une technique de comptage de photons réfléchis. Cela a été obtenu pour des longueurs d'ondes entre 460 et 690 nm [11].

En 1988, Delori a pour sa part, utilisé trois longueurs d'ondes pour calculer la saturation de l'oxygène. Il a utilisé des longueurs d'ondes proches (558nm, 569 nm et 586 nm) de sorte à ce que le coefficient de dispersion soit considéré comme constant. La saturation d'oxygène a été déterminée après compensation des effets de dispersion de la lumière dans les cellules de sang. Il a ensuite modifié une caméra de fond de l'œil pour mesurer la réflexion spectrale au niveau de la rétine humaine. Cette réflexion a été imagée sur fibre optique avec, d'un côté, la pupille et, de l'autre, un monochromateur. L'intensité a été mesurée pour des longueurs d'onde comprises entre 400 et 900 nm [9]. Plus tard, Delori a conçu un nouveau spectrophotomètre (1994) qui comprenait un analyseur optique multicanaux avec une plage de spectre s'étalant de 360 à 900 nm [12].

L'année suivante, Delori et Gorrand ont développé un photorécepteur qui mesure la distribution de la lumière réfléchie à partir de la pupille à 543nm. Cette idée a été reprise et améliorée par Burns la même année, il a permis d'imager la distribution de la lumière récupérée de la pupille avec une caméra CCD. L'avantage de son système sur celui qui l'a précédé résulte dans le fait de pouvoir quantifier les mesures de toute la distribution de la lumière sur le plan de la pupille [7].

Parallèlement, en 1995 Schwitzer, a conçu un instrument qui prends l'image de la rétine de façon spectroscopique en sélectionnant la source de lumière entre 400 nm et 700 nm avec des intervalles de 2nm, un model de dispersion empirique a été utilisé dans leurs calculs [4].

Denninghoff en 2003, a utilisé deux diodes lasers à 670 nm et 830 nm, quant à Drewes et Smith, ils ont utilisé 4 différents lasers dans leurs systèmes confocal (629 nm, 679 nm, 821 et 899 nm). Leur technique non imagée a permis de scanner les vaisseaux de la rétine obtenant ainsi une courbe de la transmission de l'intensité [7]. À partir des courbes d'intensités, la saturation de l'oxygène a été calculée. Récemment Denninghoff a montré que son oxymétrie de la rétine à 4 longueurs d'ondes présente des résultats précis. Son système appelé EOX (Eye Oximeter) a été testé sur un porc et a montré une forte corrélation entre l'oxygénation des veines de la rétine et le volume totale du sang [13].

En 2007, Johnson a utilisé un imageur hyper spectral combiné avec une caméra de fond de l'œil pour obtenir un spectre spatial complet de la rétine entre 450 et 700 nm avec 50 images [14].

1.2.3 La technique à améliorer

La technique que nous voulons améliorer a été proposée par Faubert et Diaconu de l'Université de Montréal. Cette technique permet de mesurer la saturation d'oxygène dans le fond de l'œil combinant une spectroscopie multicanaux et une installation optique. Cette installation optique permet de miroiter d'une part l'image obtenue de la rétine sur un écran, et par conséquent visualiser la rétine et d'autres part de transmettre l'information spectrale obtenue à travers un trou percé au centre de ce miroir vers un spectrographe [15].

Le miroir, qui est utilisé pour visualiser sur un écran la rétine, présente à son centre un trou par lequel la fibre optique est dirigée. De cette manière, quand l'image de la rétine est observée sur l'écran, un cercle noir en son centre apparait, celui-ci permet de cibler le vaisseau sanguin à analyser. Et en utilisant un model mathématique décrivant la réflexion spectrale de l'hémoglobine, l'oxyhémoglobine, le carboxyle-hémoglobine, la mélanine et le facteur de dispersion, on arrivait à analyser la matière évaluée.

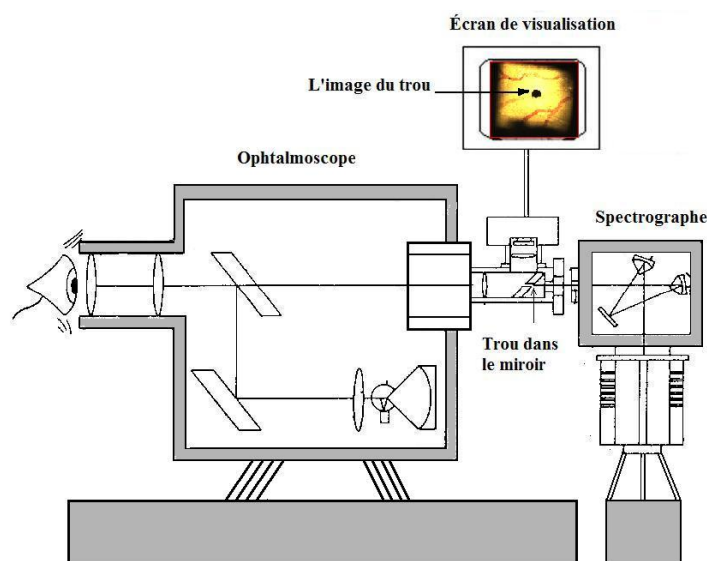


Figure 1.1 Système de base à améliorer [15]

L'un des inconvénients de ce montage réside dans son optique de miroir troué qui nécessite des réglages à chaque utilisation afin de cibler le vaisseau en question. Pour cibler un vaisseau sanguin de la rétine, on demandait au patient d'orienter son regard et de fixer un point fictif. De cette façon on arrivait difficilement à se positionner à l'endroit voulu avec la fibre optique. Cette méthode engendrait des erreurs de mesure et était contraignante pour les patients. Un autre point a été relevé lors des expériences du système précédent avec le miroir. Celui-ci fait baisser la qualité de l'image visualisée. Et son trou est réalisé avec des techniques de perçage mécaniques. Ce trou mesure quelques millimètres de diamètre et n'est pas tout à fait circulaire du fait de l'utilisation d'un perçage mécanique classique.

Notre amélioration consiste à utiliser une caméra munie d'une fibre optique sur sa face arrière et qui se place dans l'ophtalmoscope. Cette caméra remplacera l'optique utilisée précédemment, et peut se déplacer sur deux axes X et Y pour se positionner facilement sur le vaisseau sanguin à évaluer sans demander au patient de bouger son regard. Le positionnement sur un vaisseau sanguin se fait au micromètre près, ce qui permet de gagner un temps d'évaluation et d'apporter une facilité à l'application [16].

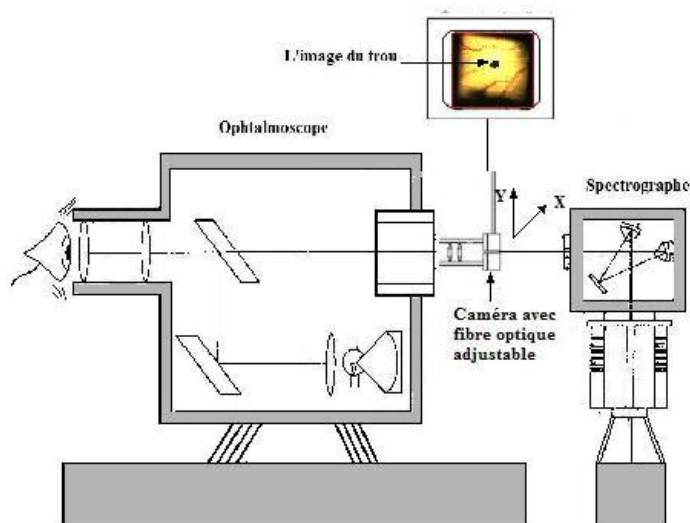


Figure 1.2 L'amélioration proposée

L'utilisation des techniques de micro-fabrication sur la face arrière du capteur d'image présente plusieurs avantages. La dimension du trou peut être faite à quelques dizaines de nanomètres de précision, et sa forme est mieux maîtrisée. De plus, le dispositif développé peut être utilisé facilement dans un simple microscope de laboratoire. Il apporte d'une part visibilité et d'autre part l'évaluation spectroscopique aux matières visualisées sans que le système soit encombrant.

Un prototype de capteur d'image combiné à une fibre optique a donc été étudié et réalisé lors de ce projet afin d'améliorer les conditions d'utilisation de la spectroscopie de réflexion.

Ce prototype exploite la technologie des semi-conducteurs pour la réalisation d'un capteur d'image. Il se combine avec une spectroscopie multicanaux à travers une fibre optique qui a été insérée sur la face arrière de la caméra. L'objectif visé par le développement de ce prototype était d'arriver à la même image obtenue avec le montage de Diaconu et Faubert à savoir une image du fond de l'œil ayant, à son centre, une zone circulaire non imagée ayant la dimension de la fibre optique employée.

1.3 Capteurs d'images

Il existe trois types de structures utilisées dans les capteurs d'image : les photodiodes, les photocalapacités et les photodiodes PIN. Ceux-ci exploitent le fait de convertir les photons en charges électrique.

Le processus de photo conversion commence avec l'absorption du photon dans le semi-conducteur (silicium) ce qui résulte en une génération d'une paire électron-trou. L'absorption de la lumière pour une longueur d'onde donnée est exprimée par l'équation suivante :

$$N(x, \lambda) = N(0)e^{-\alpha(\lambda)x} \quad (1,1)$$

Où $N(x, \lambda)$ est le nombre de photons pénétrant le silicium à une profondeur x en dessous de la surface, $N(0)$ est le nombre de photons entrants et $\alpha(\lambda)$ est le coefficient d'absorption.

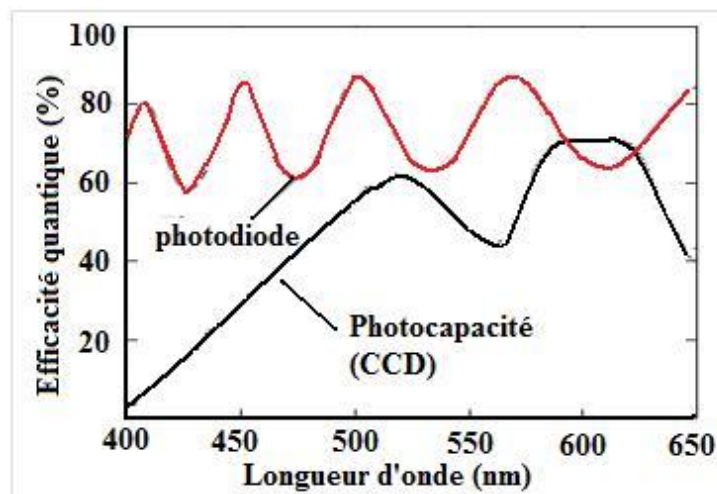


Figure 1.3 Efficacités quantiques dans les éléments fondamentaux de capture d'image [17]

Le coefficient d'absorption, dont la courbe est montrée à la figure 1.4, dépend de la longueur d'onde et de la structure du silicium.

La profondeur d'absorption est définie par l'inverse du coefficient d'absorption.

$$d(\lambda) = \frac{1}{\alpha(\lambda)} \quad (1.2)$$

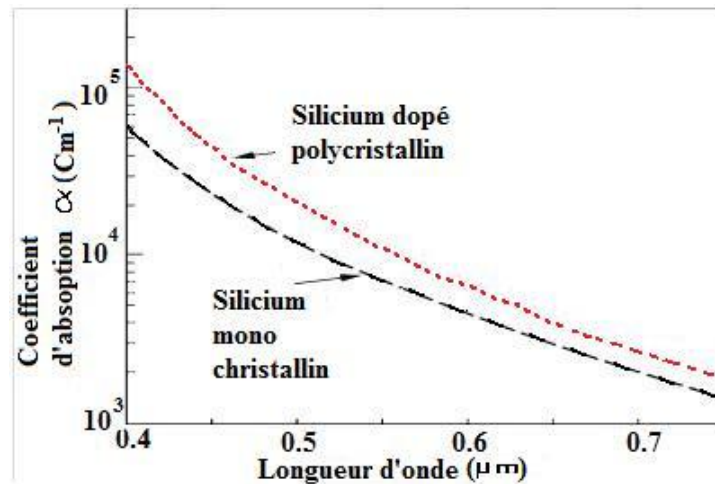


Figure 1.4 Coefficient d'absorption de la lumière en fonction de la longueur d'onde : dans le Silicium monocristallin et poly-silicium fortement dopé [17]

Dans le silicium monocristallin, la profondeur d'absorption est de 0.4 μm dans le bleu (450 nm), de 1.5 μm dans le vert (550 nm) et de 3 μm dans le rouge (640 nm). Dans l'infrarouge, la profondeur d'absorption augmente jusqu'à 10.5 μm pour 800 nm. Au delà de 1100 nm, l'absorption est nulle puisque l'énergie du photon est plus petite que 1.1eV (l'énergie de bande interdite séparant la bande de valence de la bande de conduction du silicium).

1.3.1 Photodiode à jonction

La photodiode à jonction est l'élément le plus utilisé dans les pixels CMOS par rapport aux deux autres techniques citées plus haut. Sa structure physique est montrée à la figure 1.5

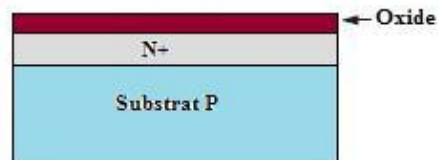


Figure 1.5 Structure physique d'une photo diode N+ sur substrat P

La région N est formée par une implantation ou diffusion d'ions d'arsenic ou de phosphore à une profondeur de 2000 à 10 000 Angstrom à l'intérieure du substrat P du silicium [16]. La région dopée du Silicium type N a habituellement une grande concentration en ions dopant à la surface et une moins grande concentration en profondeur. Ce gradient de concentration dans la région N cause un gradient de potentiel électrostatique qui fait accélérer les porteurs de charges issus de la

photo-génération (trou dans la région N). Ces porteurs de charges générés sont repoussés loin de la surface de la zone N réduisant, ainsi, la recombinaison.

La photodiode fonctionne habituellement en polarisation inverse. Ceci augmente la zone de déplétion qui se forme entre les zones N et P. À titre d'exemple, cette zone de déplétion à une largeur de $0.8 \mu\text{m}$ du silicium dopé à 10^{16} cm^{-3} pour une tension inverse de 5V.

Quand la photodiode est illuminée, certains photons vont être absorbés dans la région N, d'autres le seront dans la zone de déplétion et le reste dans le substrat P qui se trouve plus en profondeur.

La collection des charges générées s'effectue par deux processus : la dérive et la diffusion.

La dérive est le mouvement des électrons et des trous qui est dû au champ électrique. Même à un champ électrique réduit, le déplacement des porteurs de charge par processus de dérive domine la diffusion. Cela est vrai dans la zone de déplétion. En dehors de la zone de déplétion, il n'y a pas de champs électrique et le déplacement des porteurs de charge se fait par diffusion. Cela s'effectue dans les zones dopées du silicium.

1.3.1.1 Efficacité quantique

L'efficacité quantique dans la jonction de la photodiode est montrée dans la figure 1.3, elle est fonction de la longueur d'onde. Pour les ondes ultraviolettes, la lumière est absorbée à des profondeurs proches de la surface et une partie des charges générées peut être perdue avec la recombinaison. Dans la région entre 420 et 700 nm, une majorité des photons est absorbée près de la jonction et les charges sont donc facilement collectées.

Au delà de 800 nm, quelques photons sont absorbés plus en profondeur du silicium mais ils se recombinent avant qu'ils ne soient arrivés à la jonction. Ceci cause la diminution de l'efficacité quantique pour des longueurs d'ondes plus grandes.

Dans la plupart des applications des capteurs d'images, la jonction PN de la photodiode est utilisée non seulement pour collecter les charges issues de la photo-génération mais aussi pour les stocker jusqu'au moment de leur lecture.

Dans une matrice de pixel, chaque photodiode est polarisée en inverse à travers un transistor MOS. La capacité de la photodiode qui stocke ces porteurs de charge est donnée par :

$$C(V) = \epsilon_s \frac{A}{W(V)} \quad (1.3)$$

Où $W(V)$ est la largeur de la zone de déplétion qui est proportionnelle à la tension de polarisation inverse, ϵ_s est la permittivité du semi conducteur et A est la surface.

1.3.1.2 Phénomène du BLOOMING

Quand les charges sont évacuées de la jonction durant la lecture, la tension de cette jonction revient à sa valeur de début. Si il y a trop de charges générées et stockées dans la photodiode, la tension arrive à la valeur zéro avant que ces charges soient lues, d'autre charges additionnelles ne peuvent pas être collectées et vont diffuser dans le substrat P. Le phénomène de diffusion des charges excédentaires dans les photodiodes voisines est appelé blooming.

1.3.1.3 Phénomène du LAG

Une des difficultés rencontrées dans l'utilisation des jonctions photodiode dans les applications des capteurs d'image est ce qu'on appelle le LAG. Ce phénomène se traduit par la transmission d'une valeur résiduelle de l'image précédente vers l'image suivante. Il survient au niveau des nœuds d'intégration des pixels, quand ceux-ci sont remis à zéro. La tension au nœud d'intégration dépendra aussi de l'illumination de la lecture précédente dans la photo diode.

1.3.2 Capacité MOS

Les capacités MOS (Métal Oxyde Semi-conducteur) sont utilisées dans les capteurs d'images à CCD (*Charge Coupled Device*). La capacité MOS est constituée d'un substrat (habituellement un substrat P), d'une fine couche de dioxyde de silicium (entre 200 et 1000 Å) et d'une électrode (silicium poly cristallin).

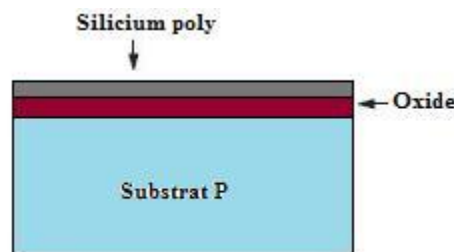


Figure 1.6 Structure physique et de bande d'une capacité MOS [17]

Quand la grille de la capacité MOS est polarisée en directe, la couche de déplétion est créée dans le substrat P. L'épaisseur de cette zone de déplétion dépend du dopage du substrat, de la tension au niveau de la grille et de l'épaisseur de l'oxyde.

Quand la capacité MOS est soumise à une lumière, une fraction de cette lumière est réfléchiée et une autre va être absorbée dans le silicium poly cristallin, le reste va être transmis dans le substrat P. Le coefficient d'absorption dans le silicium poly cristallin fortement dopé est donné par la courbe de la figure 1.3. Il est de $4 \times 10^4 \text{ cm}^{-1}$ pour la longueur d'onde de 450 nm et de $1.2 \times 10^4 \text{ cm}^{-1}$ à 550 nm. Pour une épaisseur de 3000 Å de l'électrode de silicium poly cristalline, moins de 30 % de la lumière bleue est transmise à travers ce poly cristallin, et moins de 70 % de la lumière verte est transmise. Les photons qui pénètrent sont absorbés dans la zone de déplétion de la capacité MOS ou dans la zone P du substrat en dessous de la couche de déplétion. Ces électrons générés dans le substrat P se déplacent par diffusion jusqu'à ce qu'ils soient capturés par la couche de déplétion ou qu'ils soient recombinaisonnés avant.

L'efficacité quantique dans les capacités MOS est fonction aussi de la longueur d'onde. Elle est faible dans le bleu à cause de l'absorption du silicium poly cristallin. La variabilité de l'efficacité quantique dans les capacités MOS est due à sa structure multicouche, puisque chaque couche d'oxyde ou de silicium réagit différemment.

Les charges sont aussi stockées dans l'interface silicium-oxyde de silicium dans une couche de charge très fine de quelques centaines d'Angströms d'épaisseur. Quand des charges additionnelles sont générées, la tension de la surface augmente jusqu'à atteindre un potentiel zéro. À ce stade, aucune autre charge ne sera stockée. C'est ce qui se traduit par une saturation.

1.3.3 La photodiode PIN

Un autre type de dispositif photosensible est la photodiode PIN (P+NP). Elle combine les avantages de la photodiode et de la photocapacité, offrant ainsi une bonne réponse dans les lumières bleues, une grande capacité de charge, aucun LAG et un faible courant de noirceur.

Elle est constituée d'une couche superficielle fortement dopée P+ (<2000 Å) qui recouvre une autre zone faiblement dopée N- constituant un canal comme dans la capacité MOS.

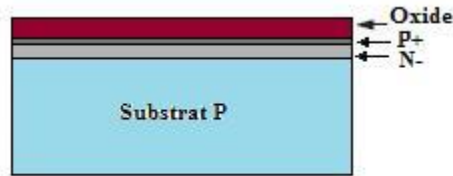


Figure 1.7 Structure physique de bande de la photodiode PIN [17]

La couche de P+ superficielle qui est reliée aux zones P+ de part et d'autre du canal sert à garder le potentiel électrostatique de la surface à 0V. Quand la photodiode est illuminée, les électrons générés sont pris dans la zone N- faiblement dopée.

L'efficacité quantique de la photodiode PIN est presque identique à celle de la photodiode précédemment présentée. Aussi, le fait qu'il n'y ait pas de silicium poly cristallin à la surface fait que la réponse des lumières bleues n'est pas affectée de la même façon que dans une photodiode régulière.

1.3.4 Bruits dans les capteurs d'images

Tableau 1.1 Bruit dans les capteurs d'images [17]

	Obscurité	illumination	
		pas de saturation	Saturation
Bruit du patron fixe	Signal de Noircœur Non Uniforme	Photo Réponse non Uniforme	
	Défauts		
Bruit temporel	Bruit Schottky de noircœur	Bruit Schottky	
	Bruit de lecture Bruit d'amplification Bruit du Reset		
			Blooming
	LAG		

Le terme ‘bruit’ est défini comme un signal qui détériore le signal efficace d’un dispositif électronique. Dans le cas d’un capteur d’images, ces bruits altèrent ses performances et sa sensibilité.

Les bruits présents dans les capteurs d’images sont classés en deux catégories comme le montre le tableau 1.1. Les bruits qui sont fixes dans l’espace, qui ne changent pas de valeur en changeant l’image, sont appelés bruits spatiaux ou FPN (*Fixed Pattern Noise*). Les bruits qui fluctuent avec le temps de façon aléatoire sont appelés bruits temporels.

1.3.4.1 Bruit du patron fixe (FPN) et courant de noirceur

Le FPN dans l’obscurité est observé comme une variation d’offset au niveau du signal de sortie du capteur et est appelé DSNU (*Dark Signal Non Uniformity- la non uniformité du signal de noirceur*). Le FPN est aussi observé quand on illumine le capteur et est appelé PRNU (*Photo Response Non Uniformity- la réponse photonique non-uniforme*).

Pour les capteurs d’images CMOS, la source de FPN est le courant de noirceur et les variations des paramètres dans les transistors des pixels.

Le courant de noirceur, qui est proportionnel au temps d’intégration, est expliqué par la présence de charges qui se cumulent dans le nœud d’intégration à l’intérieur du pixel. Il est le résultat de la génération thermique des paires électron-trou. Cette génération arrive dans les défauts comme les impuretés ou les défauts cristallins dans le substrat ou dans les interfaces silicium et oxyde de silicium.

La quantité des charges de noirceur est calculée comme suit :

$$N = \frac{Q_{\text{noirceur}}}{q} = \frac{I_{\text{noirceur}} t_{\text{int}}}{q} \quad (1.4)$$

Avec Q_{noirceur} la quantité de charges dans l’obscurité, q la charge élémentaire d’un électron, I_{noirceur} le courant de noirceur et t_{int} le temps d’intégration.

Ces charges de noirceur causent une réduction de la gamme dynamique des capteurs d’images. Aussi le courant de noirceur change le niveau de sortie qui correspond à l’absence de luminosité.

Il existe quatre sources de courant de noirceur : (1) le courant de diffusion, qui est le résultat de la génération thermique des porteurs de charges dans la zone dopée N et P, (2) le courant généré

dans la zone de déplétion de la photodiode ou de la capacité MOS (CCD), (3) la génération de courants en surface, dans l'interface Si-SiO₂ et (4) le courant de fuite, qui est le courant généré dans des défauts de cristaux à cause de la présence d'impuretés particulièrement en présence d'un fort champ électrique.

1.3.4.1.1 L'ombrage (Shading)

L'ombrage est un bruit qui varie légèrement en changeant l'image, il est causé par :

- 1) La présence d'une source de chaleur externe qui cause donc une distribution thermique dans la matrice du capteur d'image ce qui produit un gradient du courant de noirceur étant donné que ce courant est directement lié au changement de température.
- 2) La présence de micro lentilles dans les caméras. Ces microlentilles produisent une ombre quand un rayon de lumière n'arrive pas verticalement, ce qui limite la sensibilité du capteur d'image et altère la valeur de sortie de ce dernier.
- 3) La variation des procédés dans les caméras CCD. La résistance du silicium poly cristallin qui sert de grille dans les capacités MOS varie spatialement ce qui modifie le comportement d'un pixel à un autre.

1.3.4.2 Le bruit temporel

Le bruit temporel est une variation aléatoire du signal qui fluctue dans le temps. Il fluctue autour de la valeur moyenne du signal efficace. Trois types de bruits temporels fondamentaux existent dans les capteurs d'images CCD et CMOS. Bruit thermique, bruit de Schottky (*shot noise*) et le bruit de scintillation (*flicker noise*).

1.3.4.2.1 Bruit thermique

Le bruit thermique vient de l'agitation thermique des électrons dans des résistances. La densité spectrale de ce bruit est donnée par l'équation suivante :

$$S_v(f) = 4kTR \quad (1.5)$$

Avec K la constante de Boltzmann, T la température et R la résistance.

1.3.4.2.2 Bruit de Schottky

Il est généré quand un porteur traverse une barrière de potentiel des dispositifs à semi-conducteur, comme les diodes PN et les transistors bipolaires ainsi que dans les transistors MOS dans la région de conduction sous seuil (subthreshold).

Dans les capteurs CCD et CMOS, ce bruit est obtenu avec ou sans illumination.

1.3.4.2.3 Bruit de scintillation (flicker noise)

Il est aussi appelé bruit $1/f$ du fait que sa densité spectrale est proportionnelle à l'inverse de la fréquence. Ce bruit est plus important dans les basses fréquences mais n'est pas supprimé par les circuits de suppression de bruits CDS (*Correlated Double Sampling*).

De plus, il existe d'autres bruits temporels dans les capteurs d'image tels que le bruit de lecture et le bruit du Reset.

1.3.4.2.4 Bruit du Reset (KTC)

Le bruit KTC apparaît dans le nœud d'intégration du pixel quand on utilise le transistor de remise à zéro comme interrupteur. Ce transistor est considéré comme une résistance pendant que le transistor est en conduction (il est en zone ohmique) d'où l'apparition d'un bruit thermique. L'apparition du terme C (capacité) est due à la présence de la photo diode polarisée en inverse et donc d'une capacité dans sa zone de déplétion.

1.3.4.2.5 Bruit de lecture

Ce bruit provient du circuit de lecture du pixel, notamment l'amplificateur de lecture au niveau du pixel et les circuits de lecture au niveau des colonnes. Il est possible de diminuer ce bruit en utilisant un amplificateur à plus grande transconductance au niveau du pixel mais cela engendrerait aussi l'augmentation de la surface.

1.4 Techniques de gravure dans le silicium

Pour combiner la spectroscopie de réflexion avec la technologie utilisée pour les capteurs d'images, il faut comprendre les défis qu'on rencontre pour faire une gravure profonde et verticale (trou) sur un circuit intégré fabriqué avec du silicium.

Cette gravure doit être réalisée pour pouvoir insérer une fibre optique de diamètre très réduit. Pour cela, plusieurs techniques utilisées en micro-fabrication dans les salles blanches sont explorées pour apporter une solution au déficit qui nous intéresse.

Un panorama des méthodologies utilisées en gravure et en photolithographie avec lift-off sont abordées dans ce paragraphe. Nous allons essayer d'étaler ces techniques pour mettre en place une source d'information nécessaire pour mieux comprendre le contexte et les difficultés connues jusqu'à présent avec ces techniques.

1.4.1 Les techniques de gravure

Il y a deux types de gravures chimiques la gravure sèche, et la gravure humide. La gravure sèche utilise la vapeur ou le plasma pour réagir avec la matière à graver. Et la gravure humide emploie des solutions liquides qui réagissent avec la matière à graver. Souvent, la gravure sèche est associée à la gravure anisotrope et la gravure humide à une gravure isotrope, mais en réalité ce n'est pas toujours le cas.

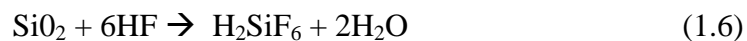
1.4.1.1 Gravure humide [19] [20]

1.4.1.1.1 Gravure du SiO₂ et du nitrure de silicium Si₃N₄

Sur certains procédés CMOS, la partie arrière des circuits intégrés est couverte par une couche mince de nitrure de silicium Si₃N₄. Sur d'autres avec une couche d'oxyde de silicium SiO₂, sinon elle n'est pas couverte elle est laissée avec du silicium.

Ainsi, il est important de connaître les solutions chimiques qui gravent ces couches pour atteindre la partie du silicium qui occupe la quasi-totalité du volume des échantillons à semi-conducteurs (le substrat).

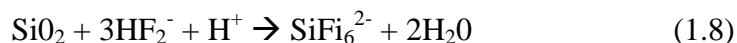
La gravure de l'oxyde de silicium SiO₂ se fait généralement avec des acides à base de fluor hydrique HF, ces acides peuvent aussi enlever le Nitrure de Silicium Si₃N₄ même s'ils ne sont pas utilisés pour cet usage en général, la réaction chimique du HF pure sur l'oxyde de silicium est comme suit :



Il ya aussi l'acide BHF (*Buffered Hydrofluoric Acid*), celui-ci est composé de 33% de NH_4F et 8.3% de HF , il agit comme suit :



Il y a aussi le HF_2^- qui agit comme suit :



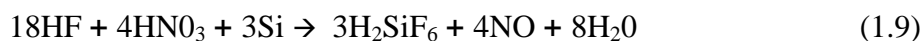
La différence entre ces trois acides c'est la vitesse de gravure, le HF_2^- grave l'oxyde avec une vitesse de 4 à 5 fois plus grande que le HF , et le H_2F_3^- encore plus rapide que le HF_2^- .

Pour graver le nitrure de silicium, l'acide phosphorique H_3PO_4 à une concentration de 85% et une température de 160 degrés Celsius est utilisée, cependant la littérature ne donne pas l'équation de la réaction chimique de cette gravure.

1.4.1.1.2 Gravure du silicium

La gravure du silicium est réalisée avec une solution d'acide nitrique qui oxyde le silicium. Ensuite l'acide fluorhydrique grave l'oxyde de silicium.

Cette réaction est isotrope, elle est montrée avec l'équation suivante :



La gravure humide de silicium se fait aussi de façon anisotrope, en d'autres termes, elle suit l'orientation du silicium. Elle est effectuée grâce à des solutions de KOH (Hydroxyde de Potassium) et de TMAH (Tetramethyl Ammonium Hydroxide).

Classiquement nous utilisons des solutions entre 20 et 25 % en concentration massique, permettant d'obtenir des vitesses de gravure du silicium variant entre 0.5 et 1.5 $\mu\text{m}/\text{min}$ pour des températures situées entre 70 et 90°C. [20]

Le matériau de masquage utilisé peut être soit du nitrure de silicium Si_3N_4 soit l'oxyde de silicium. Cependant la gravure du SiO_2 est plus rapide dans le KOH (quelques $\text{nm}/\text{seconde}$) que dans le TMAH (quelques $\text{\AA}/\text{seconde}$).

Ces solutions sont à la base utilisées pour des fabrications en masse sur du silicium, révélant pendant la gravure l'orientation cristallographiques spécifiques du silicium.

1.4.1.2 Gravure sèche [21] [22]

La gravure sèche est un ensemble de technique de gravure des semi-conducteurs exposant le matériau à un bombardement d'ions (généralement sous forme de plasma). Elles se distinguent des méthodes de gravures chimiques classiques qui utilisent des solutions réactives. Parmi les gravures sèches, on compte:

1.4.1.2.1 La gravure au plasma

Cette technique est réalisée en faisant subir un bombardement de gaz ionisé (plasma) sur un échantillon. De cette manière, on arrive à graver une ou plusieurs couches de matériau selon la durée de l'exposition au plasma. C'est une technique purement physique, en opposition aux techniques chimiques où il y a réaction chimique. Dans celle-ci, le bombardement physique avec les ions de plasma assure la gravure.

Cette gravure a l'avantage d'être fortement anisotrope, mais présente quelques inconvénients:

- Elle est difficile à mettre en œuvre contrairement à la gravure humide
- Son taux de gravure est faible comparativement avec la gravure isotrope humide, ce qui conduit souvent à des temps de gravures plus long.
- Elle n'est pas sélective
- Le bombardement d'ions cause des dommages sur la surface ce qui altère les caractéristiques électrique du substrat.

1.4.1.2.2 La gravure ionique réactive (RIE)

La gravure ionique réactive (**RIE**) est une technique dérivée de la gravure au plasma. Elle combine la gravure physique (plasma) avec une gravure chimique sèche.

La mise en œuvre de la gravure RIE est semblable à la gravure au plasma. On baisse la pression dans la chambre de gravure jusqu'à environ 10^{-2} torr, puis on injecte un gaz qui sera ionisé grâce à deux électrodes qui créent un champ électrique oscillant à 13,65 Mhz. ce gaz à pour rôle le bombardement de la surface à graver et est chimiquement inerte. On rajoute un autre gaz très

réactif pour réagir avec le substrat à graver et le produit résultant devient un composé volatil: pour des substrats à silicium on utilise l'hexafluorure de soufre SF_6 ou le tétra fluorure de carbone (CF_4) pour des substrats en silicium.

Cette technique combine les avantages de la gravure physique (anisotropie) et de la gravure chimique (taux de gravure plus élevé que la gravure au plasma, et une forme de sélectivité), mais reste difficile à mettre en œuvre.

1.4.1.2.3 La gravure ionique réactive profonde (DRIE)

La gravure ionique réactive profonde (*Deep Reactive Ion Etching*) est un procédé de gravure qui permet de créer des trous fortement anisotropes. Son ratio largeur-hauteur peut atteindre 1/50 [21]. Cette technique a été à la base développée pour les MEMS (systèmes micro-électromécaniques), mais a été ensuite étendue pour la création de condensateurs à haute densité dans les mémoires DRAM.

Il existe deux principales techniques de DRIE à haut taux : Cryogénique et Bosch. Les deux procédés permettent de réaliser des murs parfaitement verticaux.

Dans la technique cryogénique le substrat est refroidit à une température de $-110\text{ }^{\circ}\text{C}$, cette basse température ralentit la réaction chimique qui fait la gravure isotrope, par contre les ions continuent leur bombardement en permettant de graver la surface et non pas les parois. L'inconvénient de cette technique est que les masques standards craquent dans les conditions de températures extrêmement froides.

Quand à la technique Bosch, elle se divise en deux étapes. Elle alterne de façon répétitive entre deux modes pour avoir une structure de gravure verticale :

- La gravure au plasma, le plasma contenant plusieurs ions qui attaquent le substrat, pour le silicium, l'hexafluorure de soufre SF_6 est utilisé.
- La déposition d'une couche de passivation inerte, comme le C_4F_8

On note qu'avec cette technique Bosch on peut obtenir des trous verticaux ou penchés selon le réglage qu'on fait sur le temps de gravure et de passivation.

1.4.2 La technique de la photolithographie Lift-off [23]

Le lift-off est une méthode simple pour créer des motifs métalliques sur du substrat. Elle est utilisée spécialement avec des métaux qui sont difficiles à graver comme du nickel, platine, fer.

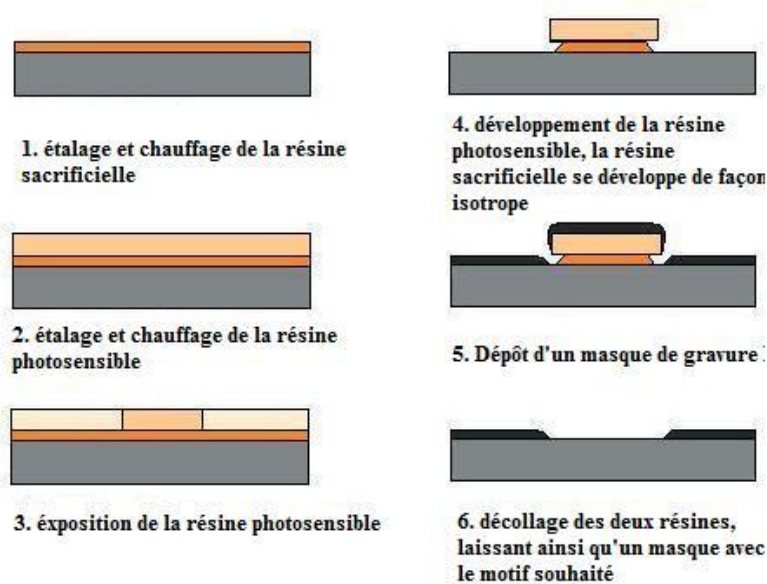


Figure 1.8 Principe de Lift-off

La technique de lift-off consiste d'abord à définir un motif sur le substrat en utilisant une résine sacrificielle et une résine photosensible exposée et développée. Une couche métallique est déposée par-dessus l'échantillon. Et enfin avec du solvant on décolle le motif de résine, et par conséquent le métal déposé dessus. Laissant ainsi un masque métallique sur tout le substrat sauf aux endroits du motif développé au départ.

Avec cette technique on crée un masque métallique sur la surface du substrat où on ne veut pas graver, les motifs créés et qui ne sont pas masqués par la fine couche du métal pourront être gravés avec une gravure humide ou sèche selon l'application demandée.

1.4.3 La technique de gravure du trou effectuée sur la face arrière de l'échantillon

L'échantillon concerné par le projet est un circuit intégré de dimensions 3x3 mm ayant une épaisseur de 1 mm, dont 750 micromètres de substrat de silicium. Les 250 micromètres restants

sont des couches successives d'oxydes et de métaux. La figure 1.9 montre la structure en couche du circuit intégré fait avec la technologie choisie dans notre projet (AMS 0.35 μm).

La zone de silicium est divisée en deux parties, la première occupant 735 micromètres en partant du dos et a une forte concentration P. Cette couche de support ne présente aucun intérêt électronique pour le capteur d'image. La seconde partie est une couche épitaxiée de 15 micromètres de silicium à faible concentration en porteur de charges positives et par conséquent elle est la partie utile en électronique.

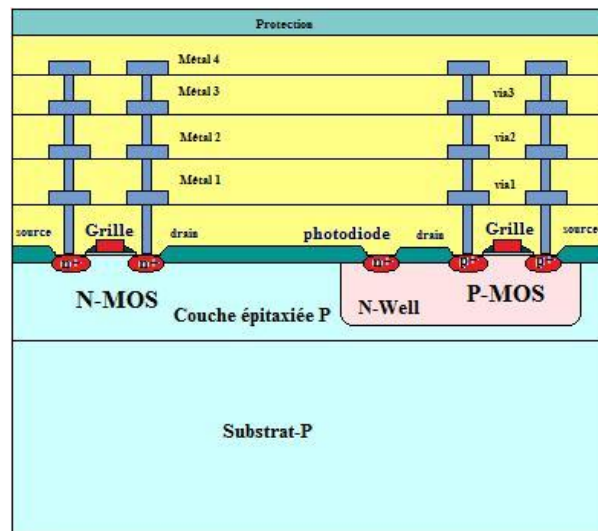


Figure 1.9 Vue en coupe des différentes couches du procédé CMOS AMS 0.35 μm .

L'objectif qu'on s'est fixé, c'est de munir notre circuit intégré d'une ouverture au niveau de son dos de sorte à insérer une fibre optique pour une application spectrométrique. La fibre optique à une forme cylindrique avec un diamètre de 80 micromètres et doit atteindre la première couche d'oxyde qui se trouve à 750 μm comme le montre la figure 1.10. La technique classique utilisée dans les procédés CMOS standard passe par une étape de lift-off pour appliquer un masquage efficace sur toute la surface à protéger contre la gravure. Par la suite, la gravure employée est la DRIE Bosch comme ce qui se fait avec la technique TSV (*Through Silicon Via*) [24] pour connecter des puces en 3D. Cependant, le fait qu'on ait un échantillon très petit (3mm x 3mm) rend l'étape de lift-off très difficile. L'étalement des résines ne s'effectue pas de façon homogène sur toute cette petite surface, causant la création de faux motifs et donc la gravure sera erronée.

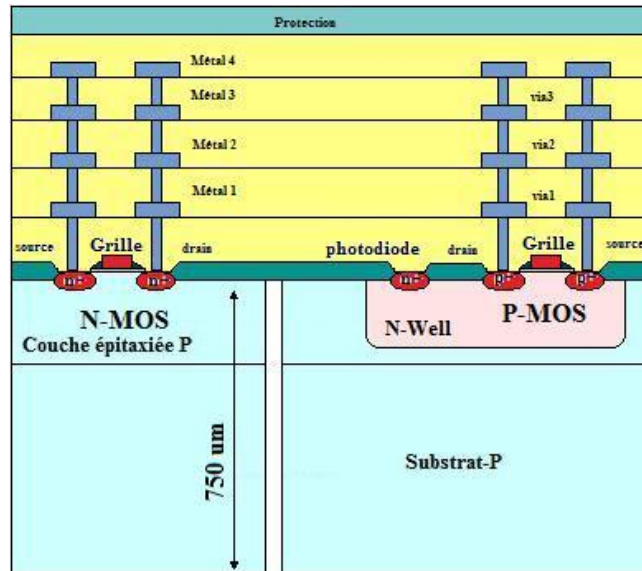


Figure 1.10 Diagramme montrant un des objectif du projet - Effectuer une ouverture à travers le substrat

C'est pour cela qu'on a proposé une autre combinaison de techniques de micro-fabrication pour pallier à ce problème. Les étapes qu'on a suivies sont :

- Premièrement, déposer une fine couche de chrome d'une épaisseur de 100 nm sur la face arrière de l'échantillon.
- Deuxièmement, définir l'endroit de gravure en effectuant une gravure physique avec un bombardement avec des ions de gallium FIB (*Focused Ion Beam*) pour graver un trou dans le chrome et atteindre le silicium.
- Troisièmement, effectuer une gravure DRIE de type BOSCH pour arriver à avoir un profil vertical jusqu'à atteindre la première couche d'oxyde de silicium comme montré dans la figure 1.10.

1.4.3.1 Dépôt de la couche de chrome

Cette étape consiste à fabriquer un masque pour la gravure DRIE qui produit l'ouverture demandée. À cette fin, une couche de chrome est déposée sur le dos du substrat par évaporation. Une épaisseur de 100 nm est choisie pour être déposée sur le substrat. Le dépôt est fait à un faible débit de 1 Å/s pour obtenir une bonne uniformité de la couche.

1.4.3.2 FIB: Faisceau d'ions focalisé

Pour que la couche du chrome serve comme masque, le motif de l'ouverture doit être transféré. Étant donné les dimensions de l'échantillon (3 mm x 3 mm), les techniques de lithographie traditionnelles n'ont pas fonctionnées correctement, l'étalage de la photo résine ne s'est pas effectué uniformément sur toute la surface et spécialement sur les bords. La technique standard serait d'effectuer un lift-off. Or avec une couche de résine plus épaisse que prévu sur certains endroits, un effet de sous-développement ou sous-exposition est observé. Résultat immédiat, au lieu de graver juste au centre de l'échantillon avec la DRIE on gravera aussi sur les endroits à photo résine épaisse. Ce qui détériorerait le fonctionnement de l'électronique.

L'autre solution d'obtenir un trou dans le masque du chrome c'est d'utiliser le FIB, un bombardement d'ions de gallium gravera la couche de chrome et atteindra le silicium.

Comme le bombardement des ions de gallium est directionnel, et que l'endroit à graver se situe au centre de l'échantillon, il suffit juste de se placer au centre et de définir les paramètres de gravures qui sont :

- La tension d'accélération des ions (entre 5 et 50 keV)
- Le rayon de bombardement qui doit être plus grand que le rayon de la fibre optique, c'est-à-dire 85 μm environ
- La profondeur de la gravure, qui est choisie pour dépasser la couche de chrome de 100 nm.

Aussitôt que le motif pour l'ouverture est défini, le reste se fait avec la DRIE.

1.4.3.3 DRIE

Avec le masque préparé, l'ouverture est faite avec la gravure DRIE. La DRIE est idéal pour créer des structures verticales et profondes. Elle n'est pas sensible à l'orientation du cristal. Pour la DRIE le processus BOSCH est choisi. La gravure est faite dans un système d'un plasma à haute densité (high density plasma system). L'hexafluorure de Soufre (SF_6) est utilisé comme gaz source et l'octofluorocyclobutane (C_4F_8) pour créer une couche de passivation. La gravure avec SF_6 a une bonne sélectivité vis-à-vis du masque de chrome. Un temps de gravure de 20s et un

temps de passivation de 8s ont été choisis. Après plusieurs cycles, le trou atteint la première couche d'oxyde de silicium.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons introduit les techniques utilisées précédemment pour la mesure de taux de saturation d'oxygène dans le sang. Ces techniques ont connu une évolution dans les dernières années, leurs applications se sont avérées très utiles dans le domaine médicale aux niveaux des cellules vivante. Ainsi, pour apporter une facilité d'utilisation de ces dispositifs, tout en donnant la possibilité de visualiser et de viser des endroits très petits et difficile d'accès, nous avons proposé un dispositif qui combine la spectroscopie de réflexion et la technologie de microélectronique avec les capteurs d'images.

Ce prototype nécessite une connaissance poussée en technologie de photo-détection au niveau du silicium ce qui mène à la conception en microélectronique d'un capteur d'image efficace. Ce prototype exige aussi la connaissance des techniques de micro-fabrication pour pouvoir effectuer une gravure profonde et insérer la fibre optique nécessaire pour la spectroscopie de réflexion.

Ces deux technologies complémentaires ont été expliquées lors de ce chapitre, où on a aussi présenté la combinaison de technique qu'on a choisie pour effectuer la gravure profonde sur un échantillon de capteur d'image. Dans le chapitre suivant, nous présenterons l'architecture et la conception du capteur d'image adapté.

CHAPITRE 2 CONCEPTION DU CAPTEUR D'IMAGE

2.1 Introduction

Dans le premier chapitre nous avons présenté l'environnement biomédical dans lequel le dispositif est utilisé. L'amélioration de la technique de mesure spectroscopique proposée exige la connaissance des capteurs d'images et des techniques de gravure profonde en salle blanche.

Dans ce second chapitre, nous présenterons l'architecture du capteur d'image adapté à l'application souhaitée. Ce dispositif est conçu à partir de la structure physique des capteurs d'images CMOS pour permettre l'acquisition et la visualisation d'une vidéo en temps réel. La présence d'un trou au niveau de la face arrière du capteur d'image impose des contraintes de micro-fabrication et aussi de conception microélectronique. Ce chapitre présentera la conception de la partie microélectronique.

2.2 Architecture du capteur

Le choix de la technologie de fabrication du circuit intégré s'est dirigé vers l'AMS 0.35 μm . Cette technologie a déjà été utilisée dans des projets du groupe FORYON et elle est bien adaptée aux technologies des capteurs d'images. De plus, c'est une technologie qui a plus de dix ans : elle est mature avec un coût de fabrication abordable. Par conséquent, Ce choix de technologie nous a permis de réaliser un circuit intégré avec une surface 9 mm² compte tenu du budget alloué.

Cette surface contient la matrice de pixels, les circuits d'adressage horizontaux et verticaux, les circuits de lecture des pixels et les plots d'entrées et de sorties.

La lecture des pixels est généralement réalisée par un balayage horizontal et vertical. Pendant le balayage vertical, des lignes sont sélectionnées les unes après les autres. Pour chaque ligne sélectionnée, un balayage horizontal de colonnes est enclenché. Cette méthode permet, pour chaque ligne sélectionnée, de lire tous les pixels constituant cette ligne séparément.

Une fois la dernière ligne lue, le balayage reprend au début de la première ligne. Ainsi on rafraichit l'image de façon continue. Quand ce rafraichissement s'effectue aux environs de 20 images par seconde on obtient une vidéo en temps réel. Dans un capteur d'image classique, le balayage des lignes et des colonnes peut être réalisé en utilisant un seul bloc d'adressage horizontal et un seul bloc d'adressage vertical. Cette structure est présentée sur la figure 2.1.

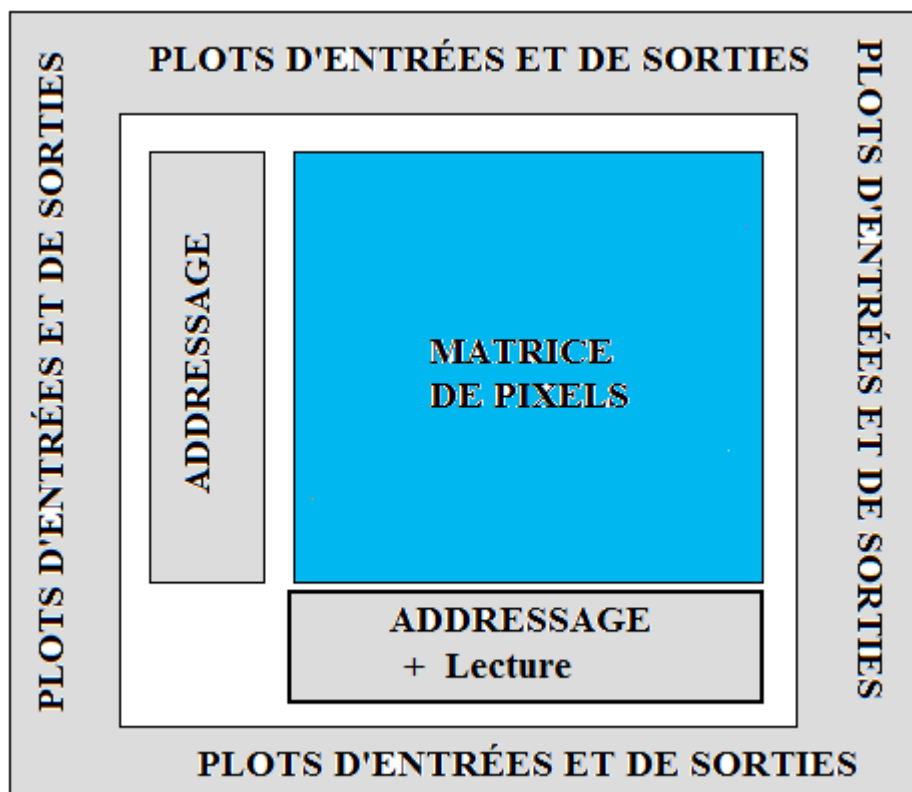


Figure 11 Schéma bloc d'un capteur d'image classique

Dans notre application, la présence d'une zone libre de pixels au centre de la matrice impose des modifications au niveau de la technique de lecture et de l'adressage du capteur d'image. Pour la réalisation de cette zone libre, la matrice de pixels sera divisée en quatre sous-matrices séparées.

2.3 Les architectures envisagées

Deux topologies de l'architecture du capteur d'image ont été envisagées au départ. L'objectif est l'adressage et la lecture de tous les pixels tout en laissant la zone centrale libre de tout pixel.

La première topologie consiste à la suppression de toute une zone de pixels. Une zone libre de pixels au centre de la matrice est ainsi créée. Cette zone aura une forme qui se rapproche d'un cercle avec un diamètre correspondant au diamètre de la fibre optique à insérer au dos du circuit intégré. Les signaux d'adressages horizontaux (qui sont propre à chaque ligne) ainsi que les signaux d'adressages verticaux (qui sont propre à chaque colonne) ne sont pas discontinus dans la zone libre de pixels. La figure 2.2 illustre l'idée de la première topologie.

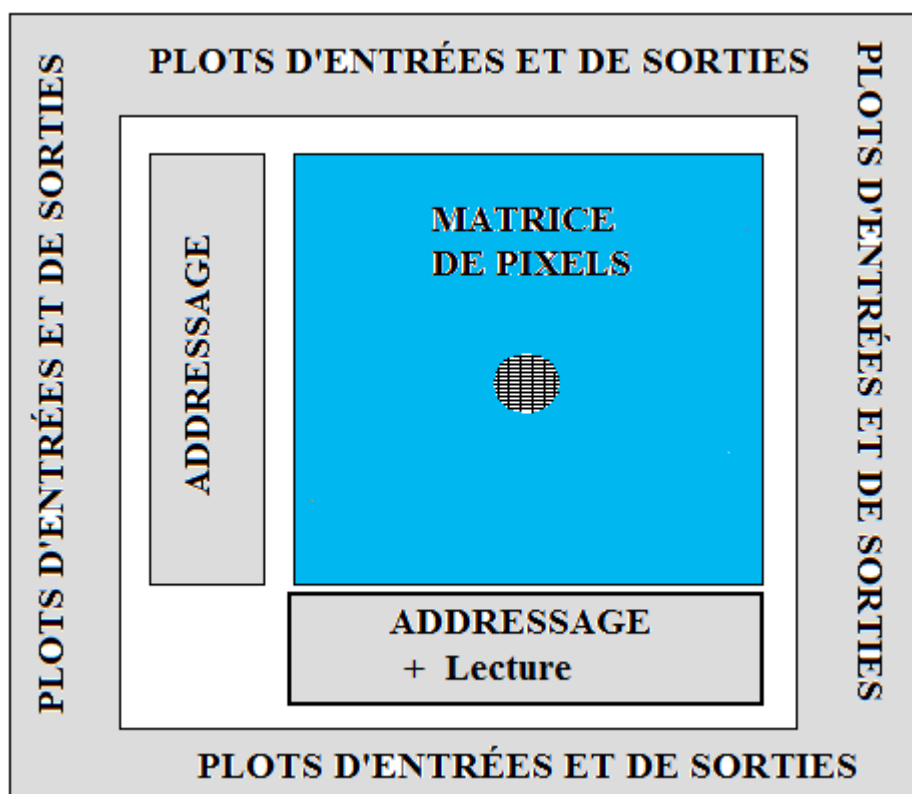


Figure 12 La première topologie envisagée pour le capteur d'image

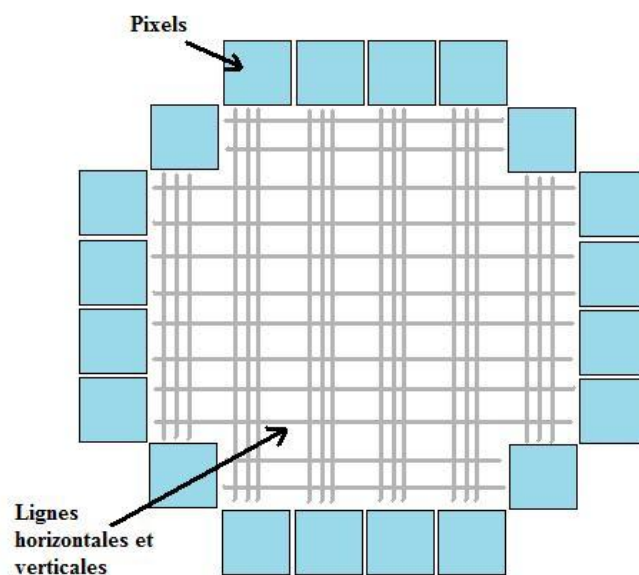


Figure 2.3 Signaux dans la zone libre de pixels pour la première topologie

Le grand inconvénient de cette topologie est la présence des lignes de métal verticales et horizontales dans la zone libre de pixels. Ces lignes correspondent aux signaux d'adressages et des bus d'alimentation V_{dd} et Gnd. Même si cette zone ne capte aucune image à cause de l'absence de pixels, elle doit permettre le passage de lumière réfléchie qui vient des matières à évaluer. Avec la présence de lignes en forme de grille, la quantité de lumière traversant cette fenêtre serait largement diminuée. Cette topologie simple à mettre en œuvre, comporte trop d'inconvénients pour qu'elle soit une solution envisageable sérieusement dans le cas de notre projet.

La seconde topologie consiste à faire passer les signaux de lecture, d'adressage et d'alimentation des pixels tout autour de la zone décrite plus haut. Cette zone originalement a une forme circulaire avec un diamètre ayant la même grandeur que de la fibre optique à utiliser (80 micromètres). En utilisant cette méthode, la zone libre de pixel est une fenêtre parfaitement libre, et est capable de capturer toute la lumière réfléchie par la fibre optique sans obstacle.

La modification du cheminement des signaux cités plus haut nécessite la prise en compte des contraintes physiques de distances fixées par la fonderie de fabrication de circuits intégrés. Les concevoir trop proche les uns des autres pourrait causer des erreurs et le fonctionnement du circuit intégré pourrait sérieusement être altéré. Par conséquent, et compte tenu du nombre de lignes à séparer ce choix imposerait une perte de surface non négligeable autour de la surface utile correspondant à la fibre optique.

La figure 2.4 présente la deuxième topologie. La zone blanche au centre correspond à la surface utile de la fibre optique connectée sur la face arrière de la puce. La zone grisée en périphérie de la zone blanche correspond à la surface sans pixel de la matrice. Cette zone est utilisée pour le contournement de la zone libre de pixels par les signaux de lecture, d'adressage et d'alimentation.

Même si cette topologie a l'avantage de garder la zone libre de pixel libre de tout élément obstruant la lumière, elle présente deux inconvénients qui sont :

- Une perte dans le nombre de pixels dans la zone de contournement de signaux.
- Une surface non imagée plus grande : avec cette surface non imagée plus grande que le diamètre de la fibre optique, le positionnement correct de la fibre optique vis-à-vis de la matière à évaluer n'est pas garanti. Les risques sont d'obtenir une mesure non fiable où on se met sur une matière voisine de la matière visée, c'est pour cela cette structure n'est pas envisagée.

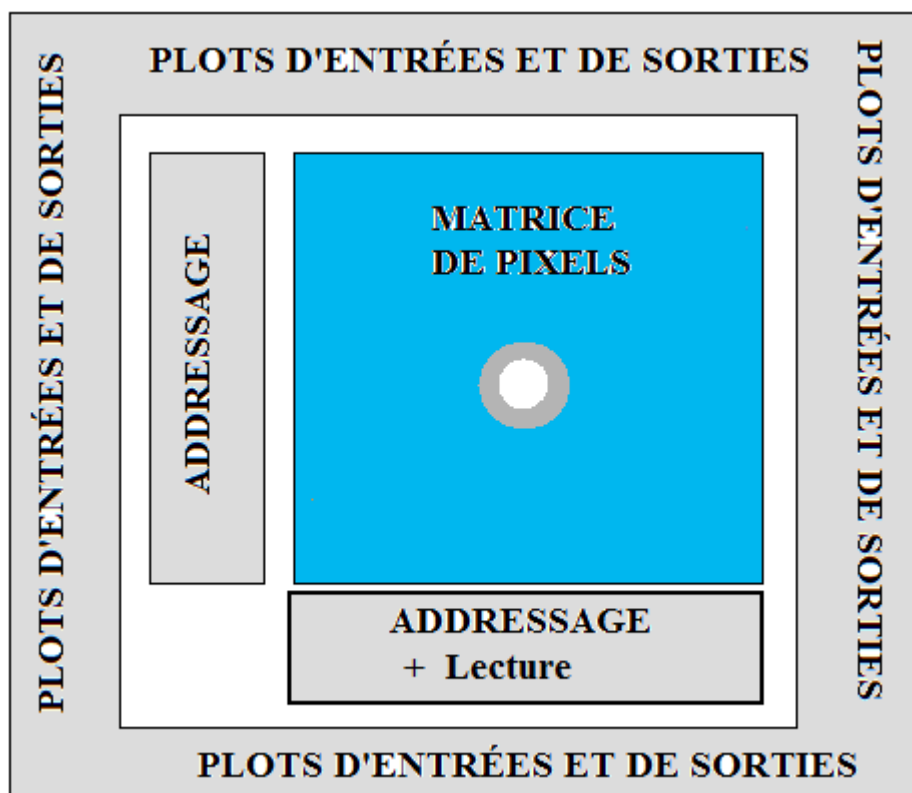


Figure 2.4 La deuxième topologie envisagée pour le capteur d'image

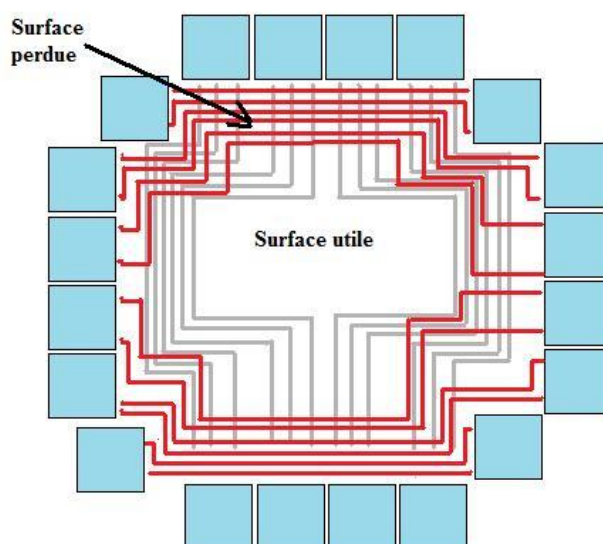


Figure 2.5 Signaux dans la zone libre de pixels pour la deuxième topologie

2.4 La topologie choisie

La dernière topologie est montrée à la figure 2.6. L'architecture choisie du capteur d'image ne présente pas les inconvénients des deux premières topologies. Celle-ci n'ayant aucun signal horizontal ni vertical traversant la zone libre de pixel. De plus, la zone libre de pixel a la même surface que le diamètre de la fibre optique fixé sur la face arrière de la puce. Dans cette architecture, l'adressage de toute la matrice de pixels nécessite l'ajout d'un bloc d'adressage horizontal et un autre vertical. La matrice de pixel peut ainsi être assimilée à quatre sous-matrices indépendantes.

La façon d'adresser les quatre sous matrices du capteur d'images sera expliquée dans les paragraphes suivants.

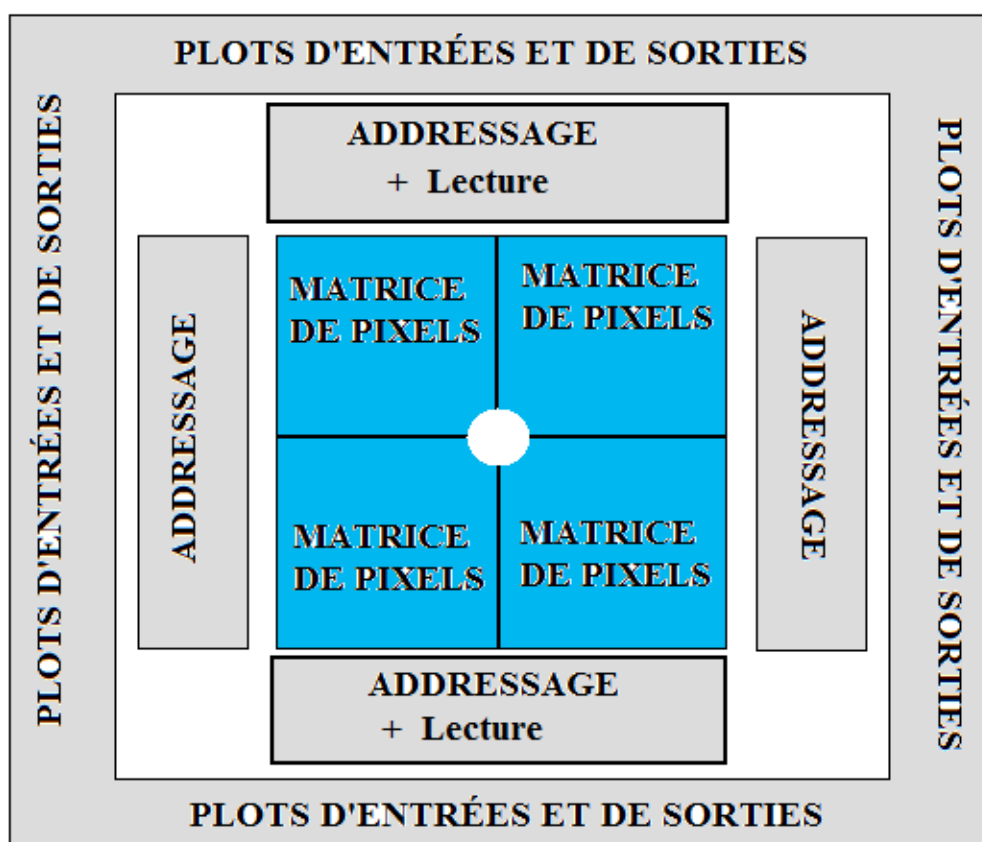


Figure 2.6 Structure du capteur d'images

2.4.1 Résolution spatiale du capteur d'image

Le choix de la taille des pixels a été fait de telle sorte que les blocs d'adressage aient la même dimension que la matrice de pixel. En effet, la matrice de pixel est formée de lignes et de colonnes. Celles-ci doivent être adressées par des blocs d'adressages horizontaux et verticaux. Ce qui fait que les blocs d'adressages horizontaux doivent contenir le même nombre de signaux que le nombre de colonnes de la matrice de pixel. Et aussi les blocs d'adressages verticaux doivent contenir le même nombre de signaux que le nombre de lignes de la matrice de pixels.

Ces blocs d'adressages sont constitués de bascules D. Ils sont disponibles dans la bibliothèque de cellules standards. Elles ont donc un pas (pitch) bien défini. La dimension des blocs horizontaux et verticaux sont limitées par le nombre de bascules qu'ils contiennent.

Les autres considérations à prendre en compte pour choisir la résolution spatiale de la matrice concernent : la taille des plots d'entrées et de sorties et le circuit de lecture. Les plots d'entrées et de sortie sont tirés de la bibliothèque standard des cellules. Leur dimension est donc connue (250 μm x 70 μm). Pour les circuits de lecture, ceux-ci ont juste été estimés approximativement à quelques centaines de micromètres compte tenu des blocs analogiques et des capacités présentes.

Au final, la résolution de ce capteur d'image a été estimée en tenant compte des contraintes de surface de chaque bloc. Celle là a été revue à la hausse après conception pour atteindre finalement 136 x 102 pixels. Cette taille est largement suffisante pour l'obtention d'une image acceptable pour un prototype.

2.4.2 Technique d'acquisition d'image

Pour la lecture de la sortie de chaque pixel et l'interprétation de l'information acquise, un balayage des lignes et des colonnes est réalisé, ainsi qu'une lecture pixel par pixel. Les lignes sont sélectionnées séquentiellement l'une après à l'aide de registres à décalage formés de bascules D. Pour chaque ligne sélectionnée, les signaux **Select** et **Reset** qui sont communs à toute une ligne composée sont envoyés aux 136 pixels la formant.

Quand une ligne est sélectionnée on adresse séquentiellement chacune des colonnes, ce qui se traduit par le transfert de la valeur de sortie d'un seul pixel à la fois.

2.4.3 Interface avec les circuits externes

Les signaux d'adressage des lignes (Select et Reset) sont communs à toute une ligne, de même le signal de sortie Vout est commun pour chaque colonne. La présence de la zone libre de pixels au centre de la matrice impose des contraintes pour la conception du capteur d'image. Les signaux communs des rangées et des colonnes (Select, Reset, Vout) ne doivent pas traverser cette zone pour garder une fenêtre dégagée de tout élément lui obstruant la lumière incidente ou réfléchie. En effet, la projection de la zone libre de pixel sur la face arrière du circuit intégré est le trou où sera placée une fibre optique utilisée pour la spectroscopie de réflexion.

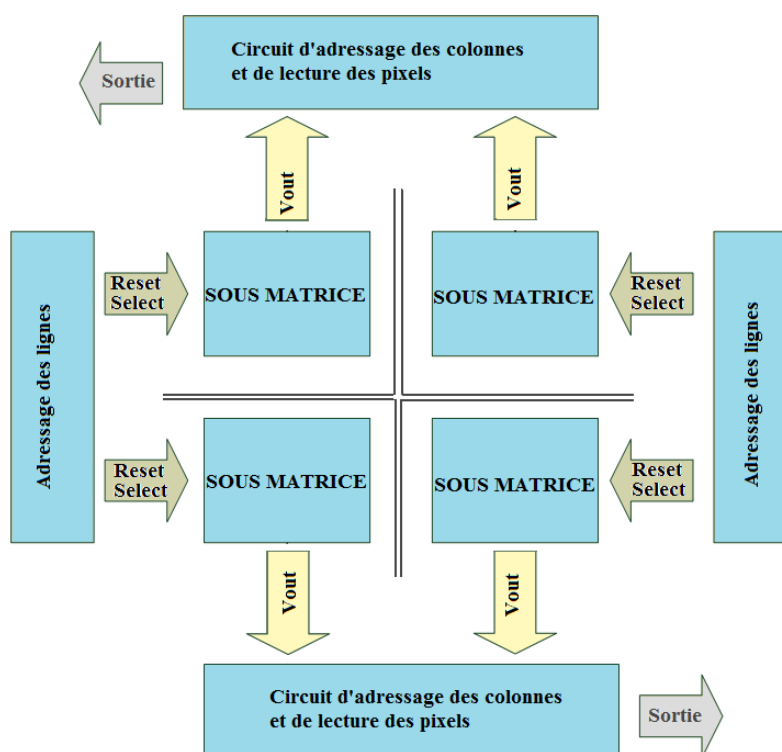


Figure 2.7 Topologie choisie

Pour assurer la continuité de ces signaux sans que ceux-ci traversent la zone libre de pixels, nous avons divisé la matrice de pixel en 4 sous matrices indépendantes, comme le montre la figure 2.7. Chaque sous matrice à son propre adressage horizontal et vertical. Les signaux Select et Reset ne traversent pas toute la ligne de 136 pixels mais seulement une moitié d'une ligne. C'est-à-dire 68 pixels. De même pour les signaux de sortie verticaux, Vout, sont communs à 51 pixels au lieu de 102.

Pour permettre un balayage complet, il est nécessaire de modifier le mode d'adressage conventionnel (un bloc d'adressage horizontal et un autre vertical) et de dupliquer les blocs d'adressage horizontal et vertical. Le fonctionnement de chaque paire de blocs (horizontaux ou verticaux) est synchronisé l'une avec l'autre. De cette façon les 136 pixels d'une même ligne sont sélectionnés aux mêmes moments des deux cotés avec les signaux Reset et Select.

De même, pour les signaux de sorties Vout, ceux qui correspondent aux lignes 1 jusqu'à la 51^{ème} sont dirigées vers le circuit de lecture du haut, et les lignes de 52 à 102 vers le circuit de lecture du bas.

On obtient ainsi quatre sous-matrices, deux blocs d'adressages de lignes et deux blocs d'adressages des colonnes et de lecture.

2.5 Architecture du pixel

La structure du pixel choisie est une structure conventionnelle à trois transistors NMOS et une photodiode. Les deux transistors de remise à zéro (Reset) et de sélection (Select) fonctionnent en interrupteurs. Ils sont contrôlés par les signaux Reset et Select qui arrivent du bloc d'adressage vertical. Pour chaque rangée formée de 136 pixels, ces deux signaux sont communs.

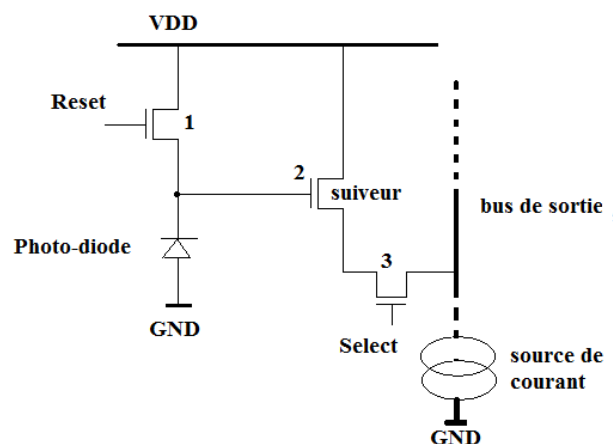


Figure 2.8 Schéma d'un pixel

Le transistor suiveur quand à lui transmet la valeur de la tension du nœud d'intégration à sa source qui est reliée au drain du transistor de lecture (Select). Le signal Reset met le transistor 1 en conduction ce qui fait que la capacité de la photodiode se charge avec la valeur $V_{dd} - V_{th}$ la polarisant ainsi en inverse. V_{th} est la tension de seuil du transistor 1.

Quand le signal Reset est remis à la valeur logique 0, le transistor 1 ne conduit plus et la capacité de la photodiode commence à se décharger. Cette décharge s'effectue plus rapidement quand la photodiode est illuminée.

La photodiode étant polarisée en inverse, sa zone de déplétion devient plus grande. Ce qui facilite la génération de porteurs de charges quand les photons sont absorbés dans cette zone.

Les charges générées par l'absorption des photons se déplacent par courant de dérive vers la zone N et P pour les électrons et trous respectivement. Ce déplacement de charges augmente le courant de décharge de la photodiode.

Après un temps d'intégration de quelques millisecondes, le transistor 3 est mis en marche en appliquant une valeur logique 1 au signal Select. De cette manière le transistor 2 agira comme un suiveur et le signal à sa grille sera transmis à sa source.

Le transistor 3 fonctionne comme un interrupteur, il permet de laisser passer la tension de sortie du suiveur vers le bus de sortie qui dirige les sorties vers le circuit de lecture dans la colonne correspondante.

Notons qu'avec cette topologie, la sortie du pixel est maximale quand il n'est pas illuminé et elle décroît avec l'illumination.

2.5.1 Taille du Pixel

Pour obtenir une meilleure résolution spatiale il faut mettre autant de pixels que possible dans la surface qui est allouée au circuit intégré. Mais comme expliqué précédemment (voir 2.3.1), nous avons choisi de concevoir des pixels avec des dimensions correspondant au pas (pitch) des bascules D. Cette matrice de pixel ayant la même hauteur que les blocs d'adressage des lignes, les signaux Select et Reset sont branchés horizontalement et directement aux pixels qui leurs sont alloués.

Le pas des bascules D présents dans la bibliothèque des cellules standard est de 14.2 μm .

Du coup le pixel est conçu pour être un carré de 14.2 μm x 14.2 μm .

La figure 2.9 montre le dessin du masque du pixel. La grande surface en blanc est un caisson de type N (N-well), il est implanté dans le substrat de type P par conséquent il représente une grande surface de diode.

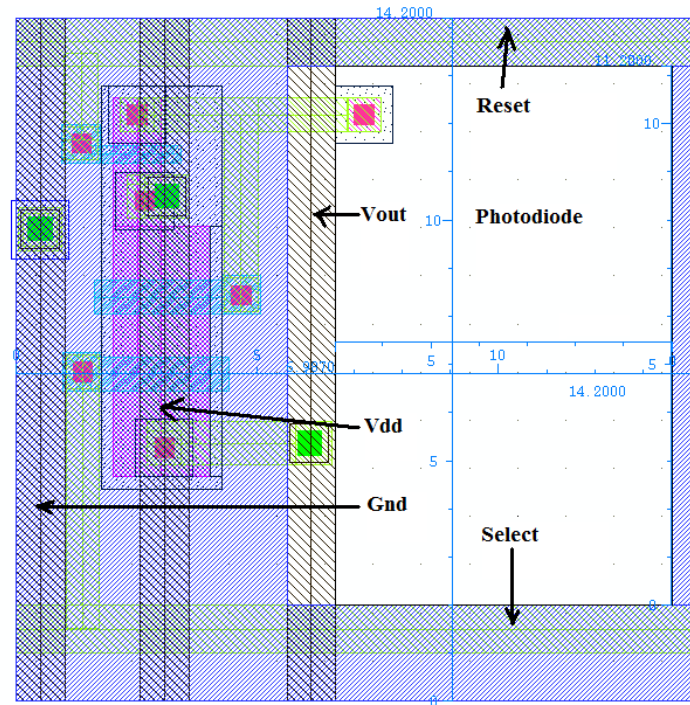


Figure 2.9 Dessin de masque d'un pixel

Cette diode n'est pas couverte par une couche physique obstruant la lumière, ce qui la rend photosensible. La surface de la photodiode est de $11.2 \mu\text{m} \times 6.8 \mu\text{m}$, ce qui fait un facteur de remplissage de 37.7%.

Les lignes de métal en haut et en bas de la photo diode (horizontales) représentent les signaux qui viennent des blocs d'adressage horizontaux (Select et Reset). Ces lignes de métal horizontales sont faites avec la couche métal 1 et sont communes à chaque ligne d'une sous-matrice.

Les lignes de métal verticales sont faites avec la couche métal 2, celle-ci est à un niveau plus haut que la couche de métal 1 ce qui fait qu'ils ne se touchent pas. Les trois lignes verticales correspondent aux alimentations V_{dd} , Gnd et aux signaux de sortie Vout des pixels. Ces signaux sont aussi communs pour chacune des colonnes d'une sous-matrice. En ayant 136×102 pixels, on obtient donc une matrice avec une dimension de $1931.2 \mu\text{m} \times 1448.4 \mu\text{m}$.

2.5.2 Simulation du pixel

Le pixel conçu a été simulé avec l'outil Analog Environment de Cadence. La figure 2.10 montre le circuit simulé du pixel. Nous avons généré un signal Reset pour la remise à zéro et un signal Select. Après un temps d'intégration de 3.4 ms, la source de courant de 8 uA est un transistor

polarisé qui fonctionne en mode de saturation. Il est présent dans le circuit de lecture de la colonne.

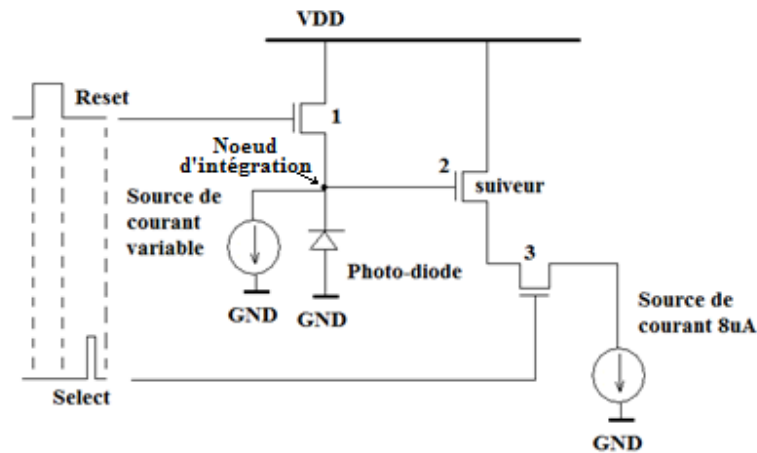


Figure 2.10 Circuit de simulation du pixel

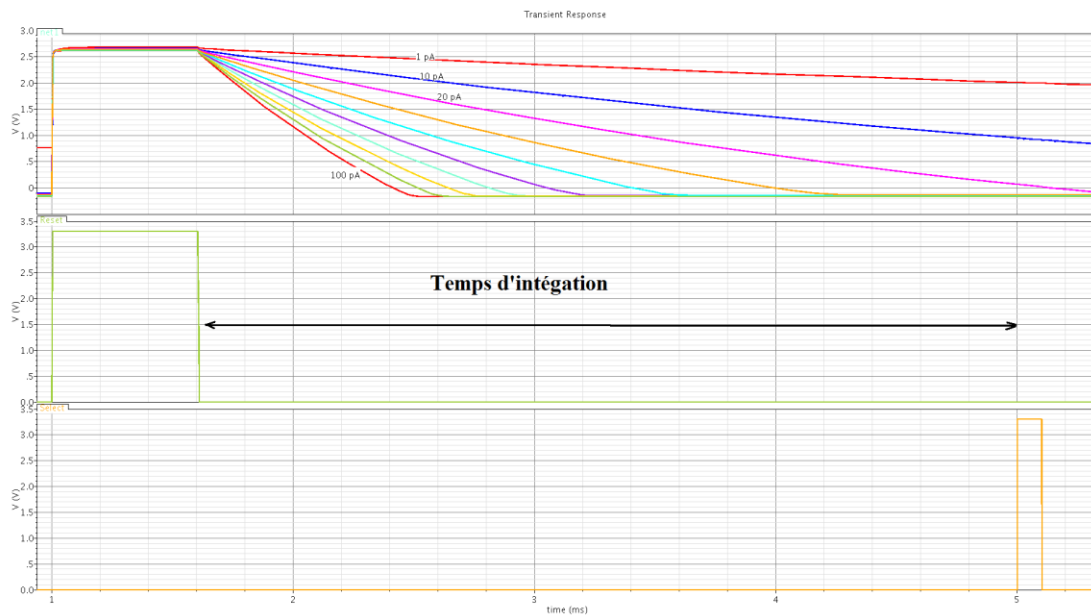


Figure 2.11 Le comportement du signal au nœud d'intégration

La figure 2.11 montre le comportement du signal au nœud d'intégration à plusieurs courants de décharge de la photodiode. Cette photodiode a été modélisée dans l'outil Analog Environment de Cadence. Le modèle utilisé est une diode de type Nwell/Psubstrat ayant la même surface et le contour périphérique que la photodiode conçue dans le dessin du masque de la figure 2.10. Nous avons ajouté une source de courant variable pour la simulation des différentes luminosités.

Plus le courant est grand, plus la décharge est rapide. Pour les courants plus petits que 20 pA nous obtenons une tension de sortie avant que la capacité se décharge totalement. Les courants plus forts, qui correspondent à une luminosité plus importante, se traduisent systématiquement par une tension de sortie minimale et donc une saturation.

On remarque aussi que la tension maximale au nœud d'intégration ne dépasse pas 2.6V. Alors que la tension d'alimentation est de 3.3 V. L'explication de ce phénomène réside dans le fait que le transistor du Reset est en conduction quand V_{GS} (tension grille source) est plus grande que la tension de seuil. Par conséquent, lorsque le potentiel de la source arrive à une certaine valeur, V_{GS} devient plus faible que la tension de seuil ce qui bloque la conduction du transistor. Cette limitation est plus grande dans notre cas puisque nous utilisons des transistors NMOS. Ces transistors ont leur substrat connecté au potentiel de la terre et leurs sources sont connectées aux anodes des photodiodes. Elle se traduit par le 'body effect' et de fait la tension de seuil du transistor augmente.

La figure 2.12 montre la tension de sortie du pixel. Elle est prise au niveau de la source du transistor suiveur. Ces tensions ont la même allure que dans le nœud d'intégration sauf que la valeur maximale est diminuée à environ 1.58 V.

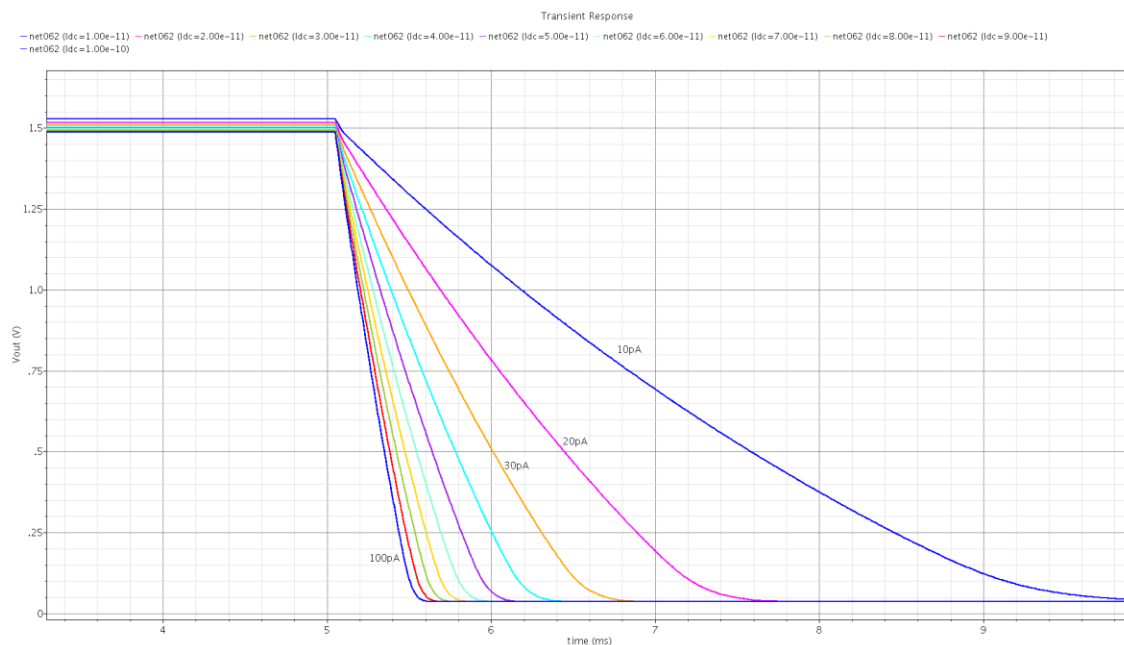


Figure 2.12 Tension de sortie du pixel

2.6 Architecture des circuits d'adressage des lignes

Les circuits d'adressage des lignes fournissent les signaux Select et Reset nécessaires au fonctionnement des lignes de pixels. Ces deux signaux doivent être retardés l'un par rapport à l'autre d'une durée variable selon les conditions d'acquisition d'image. Ce temps de délai entre les deux signaux s'appelle le temps d'intégration, il doit être ajusté en fonction de la luminosité.

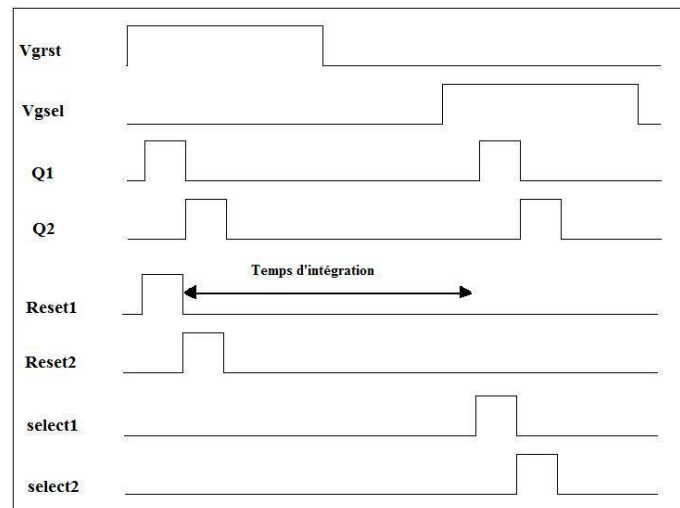


Figure 2.13 Diagramme des signaux Select et Reset

Ces signaux doivent aussi passer séquentiellement d'une ligne à une autre en utilisant des registres à décalage avec des bascules D. Pendant que la ligne est adressée, il est nécessaire de prévoir un temps d'intégration avant le passage à la ligne suivante. Ceci se traduit par envoyer un signal Reset, puis ensuite envoyer le signal Select après un délai de quelques millisecondes.

Ceci est possible en utilisant deux signaux globaux externes Vgrst et Vgsel pour les combiner avec les sorties Q des bascules. Chaque sortie Q de bascule D est dirigée vers l'une des deux entrées de deux portes logiques 'ET' en son vis-à-vis. Les deux autres entrées sont les signaux globaux externes Vgrst et Vgsel. Tel que : $\text{Select}_n = Q_n \cdot \text{Vgsel}$ et $\text{Reset}_n = Q_n \cdot \text{Vgrst}$

Comme le montre le schéma de la figure 2.14

De cette manière quand la ligne est adressée, c'est-à-dire le signal $Q_{\text{ligne}} = '1'$, le signal Vgrst est mis à '1' logique, ensuite Vgrst repasse à '0' et c'est à ce moment là que l'intégration commence.

Le temps d'intégration se termine quand le signal Vgsel est mis à '1' logique.

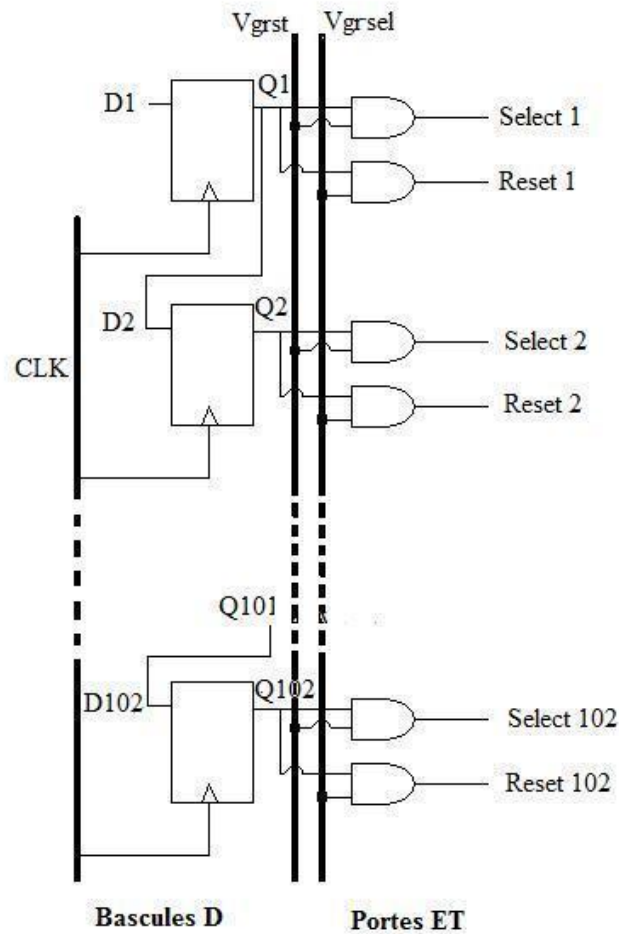


Figure 2.14 Schéma du circuit d'adressage des lignes

2.7 Architecture des blocs de lecture et d'adressage des colonnes

Les blocs d'adressage et de lecture des colonnes sont des blocs qui combinent une partie numérique et une partie analogique. La partie numérique est composée d'un registre à décalage et de portes de transmission. Le registre à décalage est constitué de bascules D, tout comme pour le registre d'adressage horizontale. C'est ce qui permet de passer d'une colonne à une autre.

La première porte de transmission de la figure 2.15 permet le passage du signal du premier suiveur à la capacité de mémoire. Celle-ci est commandée par deux signaux complémentaires externes VP et VN. Ces deux signaux sont générés avec la carte FPGA.

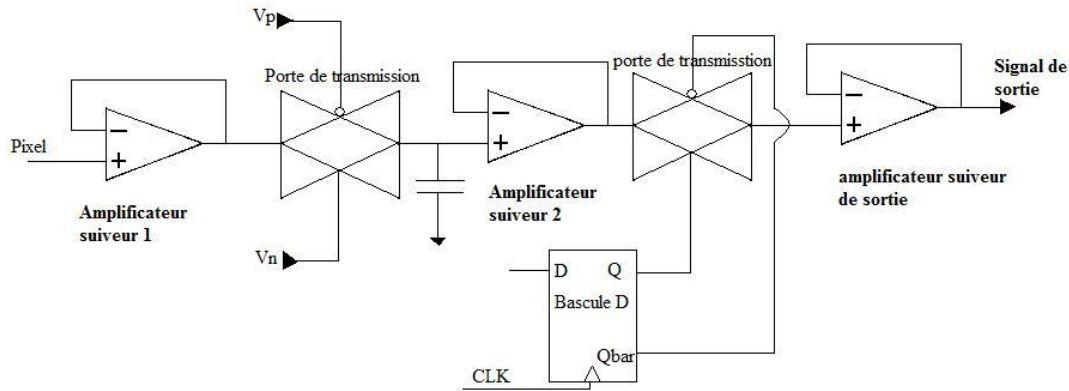


Figure 2.15 Schéma bloc du circuit de sortie

La seconde porte de transmission permet de faire passer le signal enregistré dans la capacité correspondant à la colonne sélectionnée à l'amplificateur de sortie.

Cette porte de transmission est commandée par le registre à décalage, de cette façon on transmet le signal de la colonne voulue.

La partie analogique est constituée d'amplificateurs et de capacités, elle permet de :

- Fournir la source de courant nécessaire au bon fonctionnement du circuit de pixel.
- Faire l'adaptation d'impédance en utilisant les amplificateurs suiveurs.
- Sauvegarder la valeur du signal du pixel dans une mémoire dynamique (capacité).

Cette structure de lecture a été utilisée dans les projets de capteur d'image précédents du groupe de recherche FORYON. Dans notre projet, nous avons réutilisé les schémas des circuits déjà conçus. Puis nous les avons modifiés et adaptés afin qu'ils correspondent à notre application.

2.7.1 Architecture du premier amplificateur suiveur

Le premier amplificateur suiveur est un amplificateur différentiel à un seul étage, il est divisé en deux parties. La figure 2.16 montre sa structure. La partie en pointillée est présente au niveau du pixel lui-même. La seconde partie (restante) se trouve au niveau du circuit de lecture de colonne et donc commune à chaque colonne de sous-matrice.

Le transistor suiveur du pixel ainsi que le transistor Nmos1 de la figure 2.16 constituent la paire différentielle de l'amplificateur suiveur.

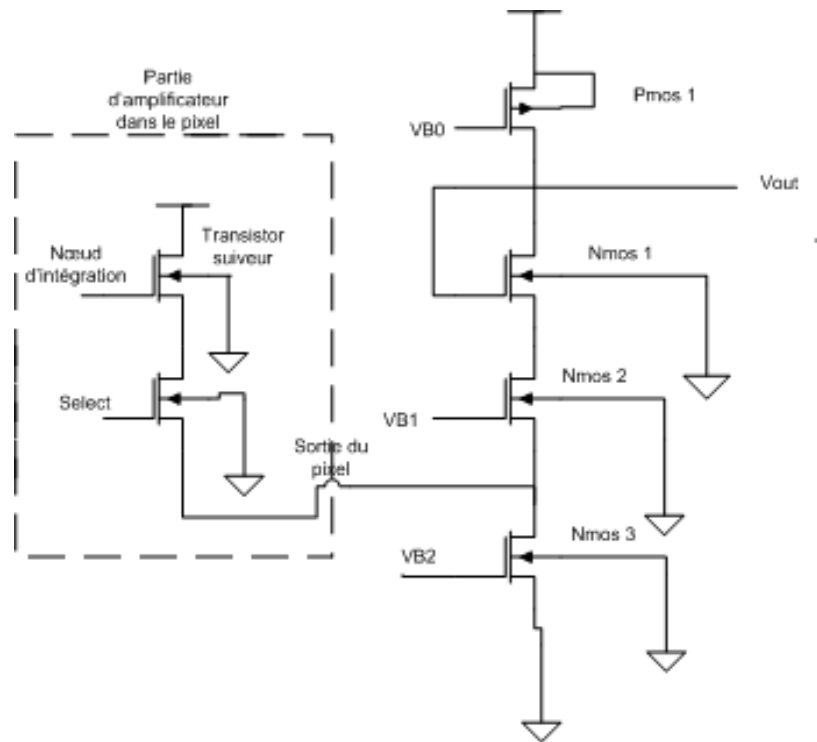


Figure 2.16 Amplificateur suiveur 1 [25]

Le transistor Pmos1 agit comme une charge active. Il augmente le gain de l'amplificateur différentiel avec une valeur de la résistance drain source élevée lorsqu'il est en mode de saturation. Sa tension de polarisation VB0 sur sa grille permet de le garder en mode de saturation.

Le transistor Nmos2 permet, quand à lui, de faire la symétrie avec le transistor du Select du pixel. De cette manière, le fonctionnement de la paire différentielle est symétrique de part et d'autre. L'amplificateur est monté en suiveur, puisque son entrée négative est connectée sur sa sortie. Par conséquent l'entrée du transistor Nmos1 (qui est l'image du nœud d'intégration du pixel) est connectée en sortie.

Et enfin, le transistor Nmos3 permet d'avoir une source de courant qui polarise l'amplificateur différentiel. La tension de polarisation VB2 doit aussi être choisie pour mettre ce transistor dans la zone de saturation.

La tension de polarisation VB1 sera au même niveau que la tension du Select c'est-à-dire 3.3V.

Le grand avantage de l'utilisation de cette structure est de limiter le bruit de patron fixe de l'amplificateur de lecture qui se trouve dans chaque pixel.

En effet, la matrice de 136 x 102 pixels est étendue sur une surface de quelques millimètres carrés. Ce qui fait que la variation dans le procédé de fabrication provoque une variation de comportement des transistors suiveurs des pixels.

De plus, cet amplificateur différentiel permet de :

- Réaliser la polarisation du transistor suiveur du pixel en ajoutant la source de courant.
- D'augmenter le gain jusqu'à

$$A_v = g_m (r_{ds(pmos1)} // r_{ds(nmos1)}) \quad (2.1)$$

Par conséquent il permet de réduire la variation de tension (offset) d'entrée et de réduire le bruit à patron fixe.

- De ramener la tension du nœud d'intégration du pixel à la sortie de l'amplificateur.

2.6.1.1 Simulation de fonctionnement de l'amplificateur suiveur de colonne

Le fonctionnement de l'amplificateur suiveur a été simulé. Le comportement en courant continu est effectué avec l'outil Analog Environment de Cadence. Nous avons effectué un balayage de la tension d'entrée du suiveur pour visualiser le comportement du premier suiveur et sa gamme dynamique. La tension d'entrée du suiveur provient de la sortie du pixel.

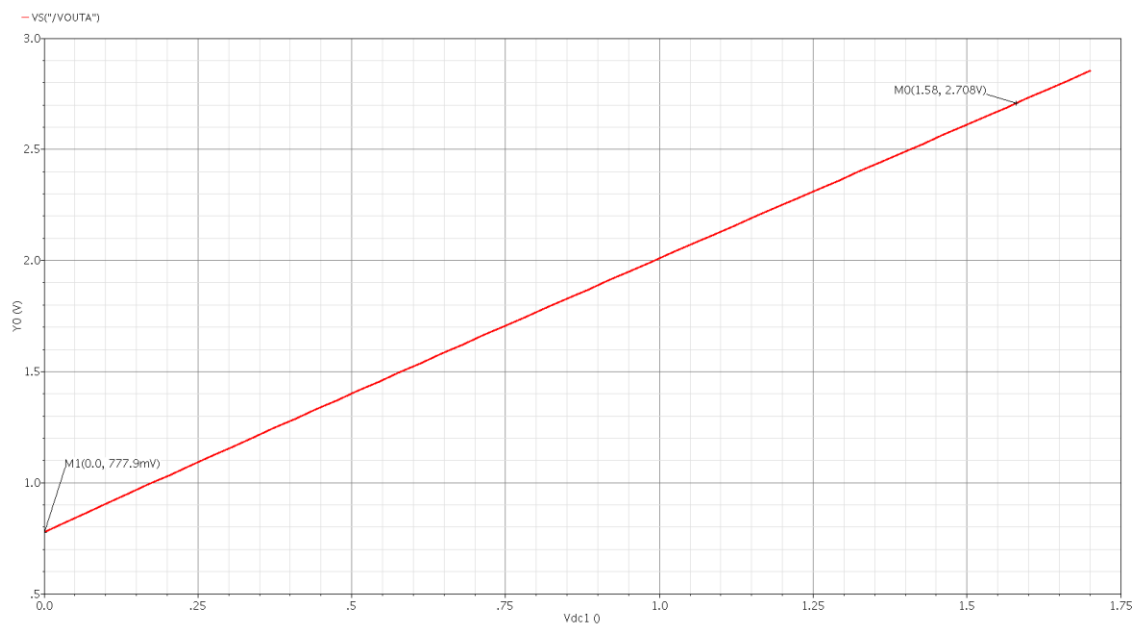


Figure 2.17 La tension de sortie en fonction de l'entrée du suiveur 1

La figure 2.17 montre ce balayage. La tension minimale à l'entrée de l'amplificateur suiveur est de 0V avec à sa sortie 778 mV. Quand l'entrée est à 1.58 Volt, l'amplificateur de sortie nous permet d'obtenir 2.7 Volts, ce qui donne une gamme dynamique de 1.92 V.

La limite inférieure du montage est de 778 mV, cette limite est liée aux transistors Nmos1 et Nmos3 qui doivent opérer en mode de saturation.

$$V_{\min} = V_{gs,Nmos1} + V_{ds,Nmos2} + V_{ds_sat,Nmos3} \quad (2.2)$$

$$V_{ds_sat} = V_{gs} - V_{th} \quad (2.3)$$

Le transistor Nmos2 fonctionne en mode triode, sa tension entre le drain et la source est négligeable. Elle est de l'ordre de 10 mV.

De même le transistor Nmos3, même si il fonctionne en mode de saturation, la tension de polarisation Vb2 est proche de la tension de seuil V_{th} , ce qui donne une tension $V_{ds_sat,Nmos3}$ faible. Elle est de 90 mV seulement.

Finalement le transistor Nmos1 est celui qui limite le plus l'excursion minimale de notre amplificateur suiveur. Malgré cette limitation, cette structure permet de faire suivre la tension aux nœuds d'intégration des pixels avec une gamme dynamique de 1.92 V

Tableau 2.1: Paramètres de fonctionnalité de l'amplificateur suiveur 1

Gamme dynamique	1.92 V
Gain boucle ouverte	29,76 dB
Fréquence du gain unitaire	7,39 MHz
Slew rate (bas vers haut)	10^7 V/ μ s
Slew rate (haut vers bas)	8×10^6 V/ μ s
Capacité de sortie (fF)	500 fF

2.7.2 La porte de transmission 1

La porte de transmission permet de faire passer le signal de sortie du premier amplificateur suiveur de colonne à la capacité de charge et de sauvegarder le signal. Cette porte est commandée

par les deux signaux VP et VN qui sont complémentaires et qui actionnent les deux interrupteurs Nmos et Pmos complémentaires.

Utiliser une porte de transmission présente un avantage sur l'interrupteur classique formé d'un seul transistor, puisque celle-ci permet de minimiser le phénomène d'injection de charges.

Cette porte de transmission est activée par les deux signaux globaux à chaque fois que la lecture est nécessaire. C'est-à-dire au même moment que le signal Select du pixel est activé.

Par conséquent tous les pixels d'une même ligne transmettent leurs valeurs aux capacités de colonnes qui leur correspondent en même temps.

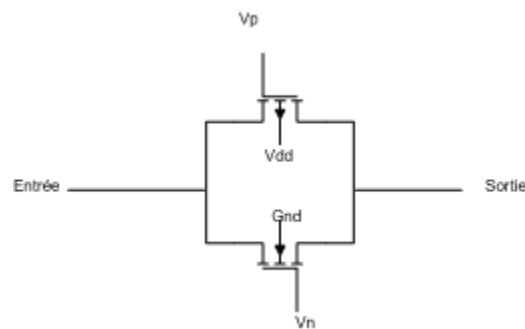


Figure 2.18 Porte de transmission

2.7.3 Capacité de mémoire

Comme précédemment mentionné, quand une ligne est sélectionnée: la lecture des pixels se fait ligne par ligne. Les valeurs de sortie de pixels passent par le premier amplificateur suiveur. Ensuite, elles sont transférées après un temps d'intégration commandé par la porte de transmission. Elles arrivent finalement à la capacité de mémoire.

L'utilité de cette capacité est de sauvegarder les valeurs des signaux de pixels en attendant le transfert de ceux-ci séquentiellement colonne par colonne. Ainsi, pendant qu'une colonne est en train de transférer sa valeur, les autres 135 colonnes conservent leur valeur aux bornes de la capacité.

Ces capacités sont formées de deux électrodes de silicium poly cristallin 1 et silicium poly cristallin 2, avec l'oxyde de silicium comme diélectrique. Le poly1 se trouve en bas et plus proche du substrat alors que le Poly2 est en haut et séparé par une fine couche d'oxyde. L'intersection du Poly1 et du Poly2 représente la capacité effective recherchée, tel que

$$C_{ox} = C'_{ox} \cdot A \quad (2.4)$$

Avec A la surface d'intersection du Poly1 avec le Poly2 et

$$C'_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (2.5)$$

Compte tenu des contraintes physiques de fabrication, la surface du Poly1 est plus grande que celle du Poly2. Cette dernière présente donc une capacité parasite non négligeable avec le substrat. Cette capacité parasite est de l'ordre de 20% de la valeur de la capacité désirée.

Pour cette raison une attention particulière doit donc être donnée à la conception de ces capacités de manière générale. Notamment lorsqu'on veut absolument avoir la même capacité dans plusieurs blocs.

Dans notre cas, nous auront besoin d'une capacité assez grande pour sauvegarder le signal du pixel le temps de faire un balayage de colonne complet. Ainsi, éviter que sa valeur soit sujette aux variations du procédé de fabrication. Des capacités de 500 fF ont été utilisées dans des projets précédents du groupe FORYON et ont montré que cette valeur est suffisante pour sauvegarder le signal du pixel lors de la phase de lecture.

2.7.4 Amplificateur suiveur 2

Pour faire l'adaptation d'impédance entre la sortie des capacités de mémoire et le bus de sortie qui emmène le signal à l'amplificateur de sortie. Il faut utiliser un amplificateur suiveur.

Ce circuit est un amplificateur différentiel classique à un seul étage. La paire différentielle est constituée des deux transistors Nmos1 et Nmos2, la source de courant Nmo3 et le miroir de courant avec les deux transistors Pmos1 et Pmos2. La figure présente ce montage 2.19.

Cet amplificateur à un seul étage n'a pas besoin de compensation, sa fonction de transfert ne contient qu'un seul pôle. Par conséquent Il est toujours stable.

Par contre, pour maintenir les performances du capteur d'image nous cherchons à avoir un gain en boucle ouverte le plus le grand possible pour limiter la tension de décalage entre l'entrée et la sortie. En même temps nous aimerions avoir une excursion en tension de sortie qui ne limite pas la gamme dynamique du capteur d'image et le premier amplificateur suiveur.

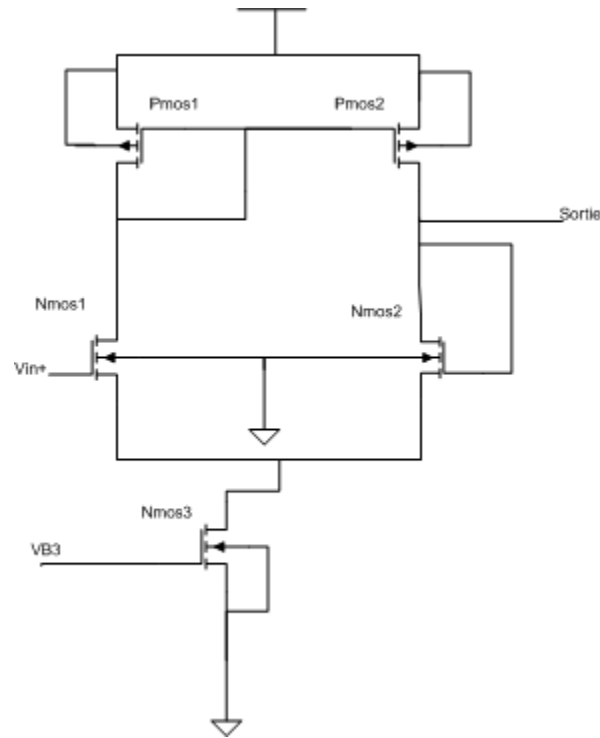


Figure 2.19 Circuit de l'amplificateur suiveur 2 [26]

2.7.4.1 Simulation de l'amplificateur suiveur 2

Cet amplificateur suiveur a été simulé avec l'outil Analog Environment. À la figure 2.20, le résultat de la simulation petit signal est présenté. Dans cette simulation nous avons considéré une charge capacitive de 5pF. Le gain en boucle ouverte de cet amplificateur est de 33 dB, celui-ci diminue à partir de 1MHz et atteint le gain unitaire à 38.5 MHz.

Pour des charges plus grandes que 5pF ce gain unitaire serait à des fréquences plus petites. Dans notre cas, la sortie de cet amplificateur est une ligne de métal 2 qui fait plus de 1.9 mm et 2 μm de largeur. En considérant les paramètres technologiques de capacités parasites connu par la fonderie 1.24 fF/ μm^2 , notre bus a une capacité d'environ 4.46 pF.

Pour augmenter le gain différentiel, nous augmentons la transconductance des transistors de la paire différentielle. Ce qui se traduit par une augmentation du rapport W/L (largeur sur longueur) des transistors Nmos1 et Nmos2. Aussi nous augmentons la résistance r_{ds} de la charge active. De cette manière, la tension de décalage (offset) est réduite, ainsi que le bruit de l'amplification.

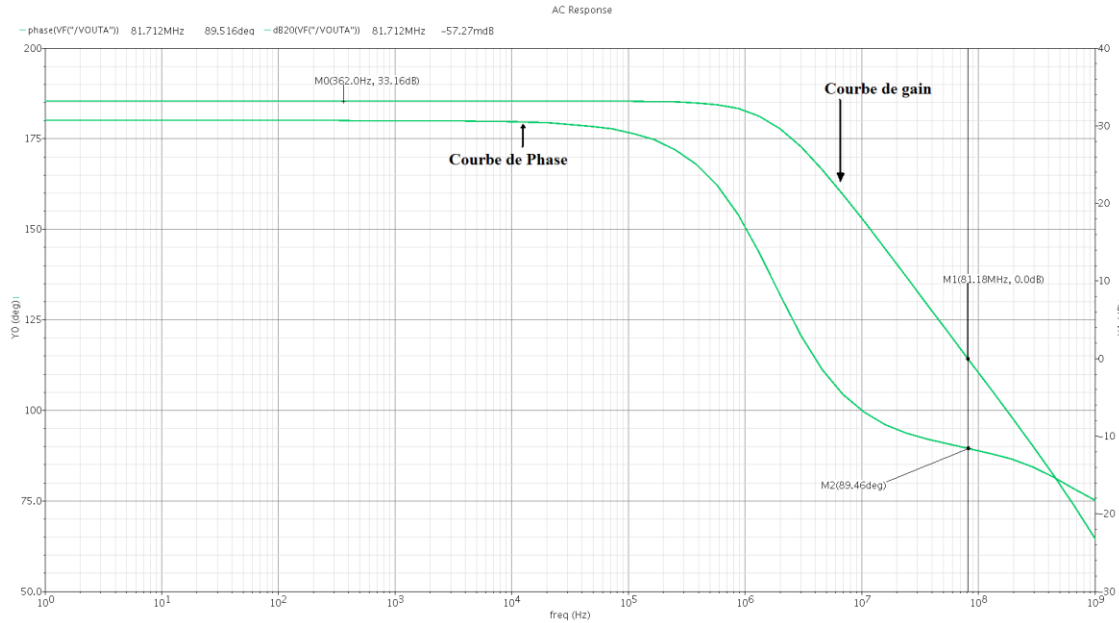


Figure 2.20 Gain et phase de l'amplificateur suiveur en boucle ouverte

Cet amplificateur, le premier amplificateur suiveur et les capacités de charges occupent la plus grande partie de la surface du circuit de lecture dans la colonne. Par conséquent l'augmentation des tailles des transistors Nmos1 et Nmos2 ne peuvent pas être sans limites.

Une structure d'amplificateur à double étage permettrait aussi d'obtenir des gains plus élevés autour de 80 dB, mais nécessiterait une compensation du pôle ajouté par le deuxième étage pour maintenir la stabilité aux fréquences d'opération. Cette compensation s'effectuerait au moyen de capacités ajoutées aux circuits et ces dernières occuperaient une surface supplémentaire.

Enfin, nous avons effectué un balayage de la tension d'entrée pour observer le comportement de l'amplificateur sur la gamme dynamique d'entrée (figure 2.21). Celui-ci commence par une valeur de tension petite d'environ 80 mV et sature à environ 3.2V.

Le circuit de l'amplificateur différentiel avec des transistors Nmos en paire différentielle permet d'avoir une meilleure tension de sortie minimale. Cette tension minimale est déterminée par le transistor Nmos3 qui doit rester en mode de saturation ainsi que la tension de seuil de Nmos1 et Nmos2. La tension de sortie minimale est donc de $V_{ds\ sat} (Nmos3) + V_{th} (Nmos1)$.

Avec
$$V_{ds\ sat} = V_{gs} - V_{th} \quad (2.6)$$

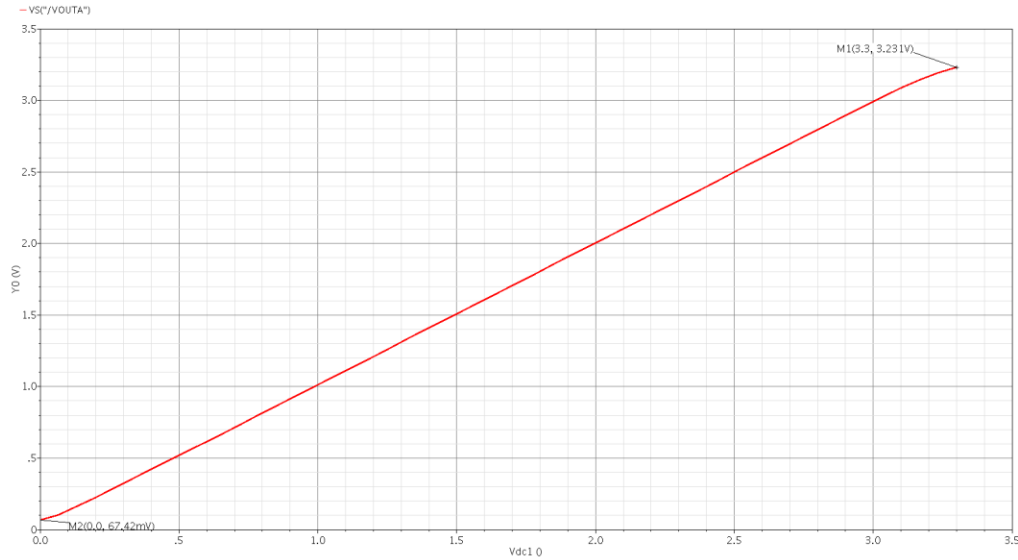


Figure 2.21 Balayage de tension d'entrée, et visualisation de la tension de sortie

La tension de sortie maximale est quand à elle déterminée par le transistor Pmos2, qui doivent fonctionner en mode de saturation. Elle est de 3.23V elle est largement plus grande que la tension maximale requise. Celle-ci n'est pas importante dans notre cas puisque la tension maximale en sortie du premier l'amplificateur suiveur est de l'ordre de 2.7 Volts.

Finalement, l'excursion en tension de l'amplificateur suiveur 2 ne limite pas le fonctionnement du capteur d'images.

Tableau 2.2: Paramètres de fonctionnalité de l'amplificateur suiveur 2

Gamme dynamique	3.16 V
Gain boucle ouverte	33 dB
Fréquence du gain unitaire	38.5 MHz
Slew rate (bas vers haut)	$30.7 \times 10^6 \text{ V}/\mu\text{s}$
Slew rate (haut vers bas)	$11 \times 10^6 \text{ V}/\mu\text{s}$
Capacité de sortie (fF)	5 pF

2.7.5 L'amplificateur suiveur de sortie

Cet amplificateur de sortie constitue le dernier bloc. Il assure l'interface entre les circuits de colonnes et les plots de sortie analogique du capteur d'image. Cet amplificateur a, à son entrée, le bus traversant tout le bloc de lecture et d'adressage des colonnes et à sa sortie, le signal analogique du capteur d'image qui sera utilisé pour reconstituer l'image à l'extérieur du circuit intégré.

Ce circuit est présent sur les deux blocs de lecture de colonnes. Il est utilisé en sortie de chacun d'eux. Par conséquent, il y en a que deux dans le circuit intégré ce qui fait qu'il y a peu de limitations quand à la surface qu'il doit occuper.

Le choix de l'amplificateur suiveur s'est porté sur la structure de l'amplificateur "Folded Cascode", celui-ci est montré dans la figure 2.22.

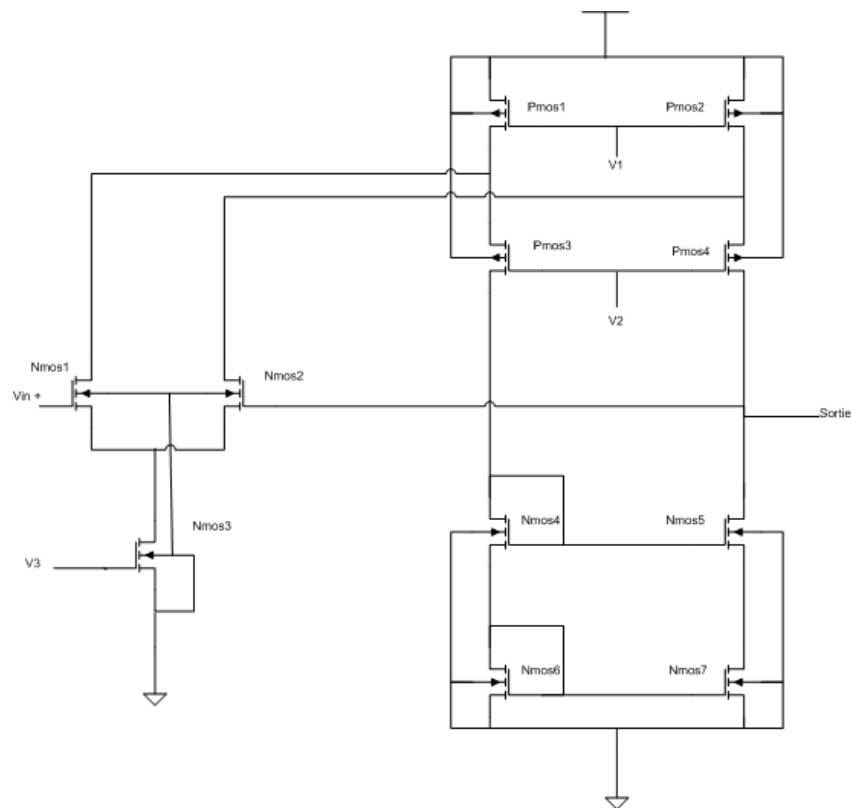


Figure 2.22 Amplificateur de sortie Folded Cascode monté en suiveur [27]

Cette structure d'amplificateur, nous permet d'avoir un gain important tout en ayant un seul étage d'amplification. De cette manière, le circuit reste stable quelque soit la charge à sa sortie tout en conservant une tension de décalage réduite. Les transistors Nmos1 et Nmos2 forment la paire différentielle.

Le transistor Nmos3 est la source de courant. Les transistors Pmos1, Pmos2, Pmos3 et Pmos4 forment une paire de transistors montés en Cascode. Ces 4 transistors permettent donc d'augmenter la résistance drain-source r_{ds} au niveau des drains de la paire différentielle et donc d'augmenter le gain de l'amplificateur.

Les transistors Nmos4, Nmos5, Nmos6 et Nmos7 forment un miroir de courant cascode. Ils permettent d'avoir le même courant dans les deux branches de l'amplificateur et en même temps augmenter la résistance équivalente vue par les drains des transistors de la paire différentielle.

Le gain de cet amplificateur est déterminé par la multiplication de la transconductance des transistors de la paire différentielle avec la résistance équivalente au niveau de leurs drains.

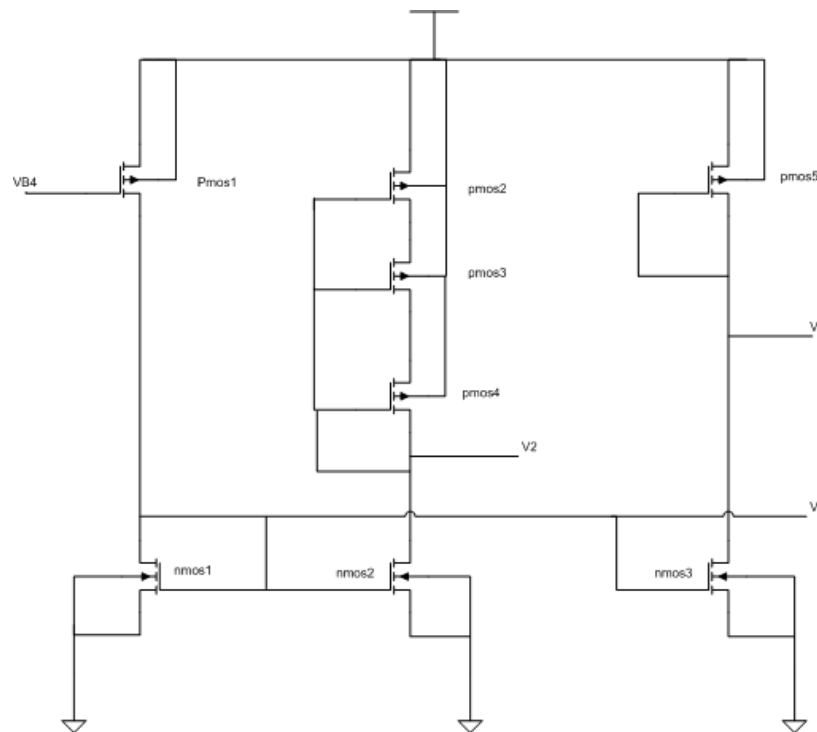


Figure 2.23 Le circuit de polarisation de l'amplificateur Folded Cascode monté en suiveur [27]

Les tensions V_1 , V_2 et V_3 sont fournies grâce au circuit de polarisation montré à la figure 2.23. Ce circuit de polarisation permet de fournir des tensions de polarisation nécessaires au fonctionnement de l'amplificateur Folded Cascode monté en suiveur.

Les transistors N_{mos1} , N_{mos2} et N_{mos3} ont les mêmes dimensions et forment un miroir de courant qui fait que le même courant circule sur les trois branches. La tension externe V_{b4} polarise la source de courant formée par le transistor P_{mos1} . Celui-ci ainsi que les trois transistors de miroirs de courant fonctionnent en mode de saturation en tout temps.

Grâce au courant de drain de P_{mos1} , V_3 est constante et est utilisée comme tension de polarisation dans l'amplificateur Folded Cascode.

De la même manière, les transistors P_{mos2} , P_{mos3} et P_{mos4} sont équivalents à un transistor monté en diode (grille connectée au drain) comme pour le transistor P_{mos5} . La résistance équivalente de ce circuit permet d'avoir une tension de polarisation V_2 .

Et enfin, la tension de polarisation V_3 est prise au drain de la source de courant P_{mos1} , ce transistor est polarisé par une tension externe constante.

2.7.5.1 Simulation de fonctionnement de l'amplificateur suiveur de sortie

L'amplificateur cascode en mode suiveur est simulé de la même manière que les autres amplificateurs suiveurs du circuit de lecture en utilisant l'outil Analog Environment. Sur la figure 2.24 nous montrons le fonctionnement petit signal de l'amplificateur en boucle ouverte avec une charge capacitive de 10pF.

Le gain de cette structure est plus grand que celui d'un amplificateur à double étage classique (80 dB), il est de 92 dB grâce aux transistors montés en Cascode. Son gain unitaire arrive à une fréquence de 7 MHz environ. Ce gain unitaire change de fréquence quand on modifie la valeur de la charge capacitive. Mais compte tenu que notre circuit de capteur d'image fonctionne à des fréquences beaucoup plus petites que la fréquence du gain unitaire, l'amplificateur Folded Cascode est bien adapté à notre application.

La figure 2.25 montre le balayage de la tension d'entrée et le comportement de la tension de sortie qui sera transmise vers le circuit de reconstitution de l'image. Cette tension de sortie varie de 367 mV à 3.25V.

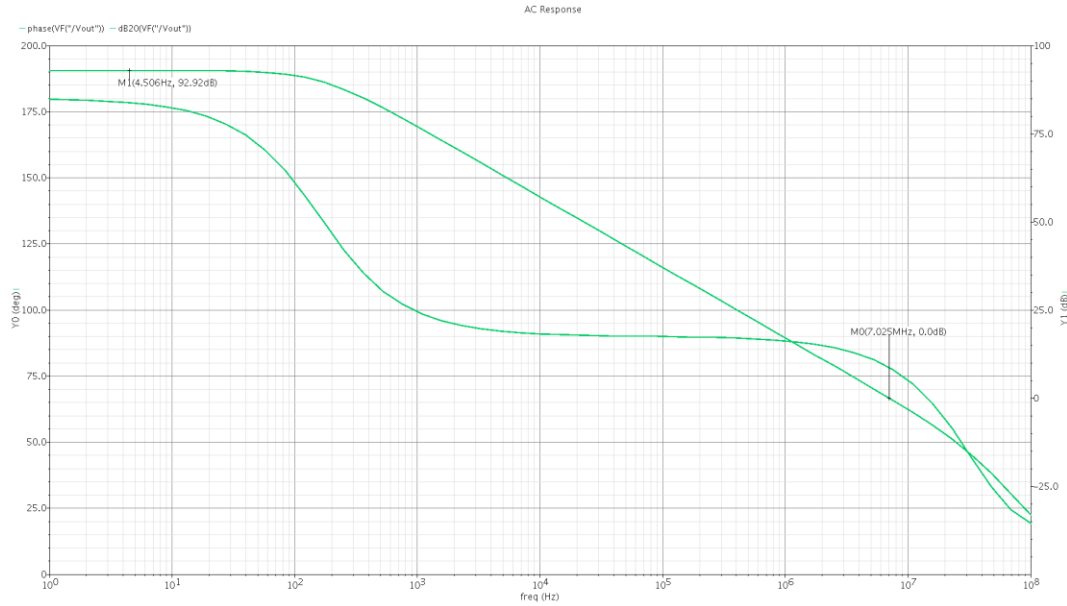


Figure 2.24 Simulation du gain et phase de l'amplificateur Folded Cascode en boucle ouverte

En prenant en compte les gammes dynamiques de chacun des amplificateurs suiveurs présents dans la chaîne de lecture, on peut conclure que celui qui cause une limitation dans la gamme dynamique est le premier suiveur. Celui-ci limite la valeur minimale à 760 mV et la valeur maximale à 2.7V.

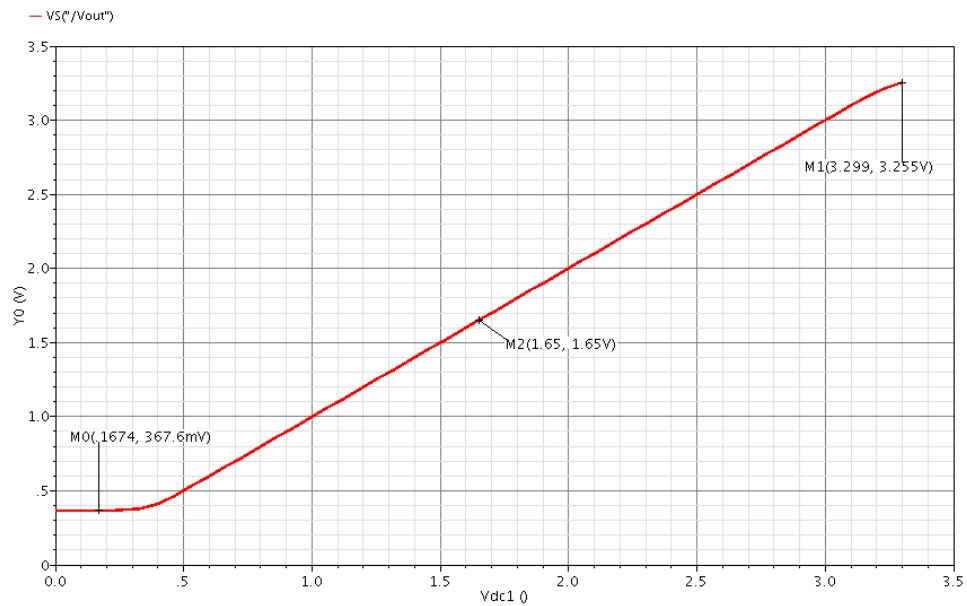


Figure 2.25 Balayage de tension d'entrée, et visualisation de la tension de sortie du Folded Cascode

Tableau 2.3: Paramètres de fonctionnalité de l'amplificateur Folded Cascode

Gamme dynamique	2.78V
Gain boucle ouverte	92.2 dB
Fréquence du gain unitaire	7.02 MHz
Slew rate (bas vers haut)	9×10^6 V/ μ s
Slew rate (haut vers bas)	7.5×10^6 V/ μ s
Capacité de sortie (fF)	10 pF

2.8 Discussion et conclusion

Lors de ce chapitre nous avons présenté la structure de notre capteur d'image. C'est une structure classique qui est modifiée pour l'insertion d'une fibre optique au niveau de la face arrière du circuit intégré.

Grâce à cette structure, nous sommes capables de lire tous les pixels à la même vitesse qu'une structure conventionnelle. Le capteur d'image présente en son centre une zone libre de pixels. Cette zone a la même dimension que le trou qui se trouve sur la face arrière du capteur d'image. C'est une fenêtre libre de tout élément obstruant la lumière, ce qui rend le capteur efficace pour l'application de la spectroscopie de réflexion.

Les circuits d'adressage et de lecture ont été construits à partir des cellules de la bibliothèque standards de la technologie choisie pour les portes numériques. Ce choix facilite l'assemblage et le dessin du masque de ces parties et évite des erreurs potentielles. Les parties analogiques des circuits de lecture ont été aussi conçu à partir des circuits de capteur d'image précédemment conçus et fabriqués par le groupe FORYON. Ces circuits ont été modifiés pour le besoin de notre application et adaptés à nos autres circuits.

Les parties analogiques des circuits de lecture ont été aussi conçu à partir des circuits de capteur d'image précédemment conçus et fabriqués par le groupe FORYON. Ces circuits ont été modifiés pour le besoin de notre application et adaptés à nos autres circuits.

Notre capteur d'image présente une gamme dynamique théorique de 1.92 Volts, cette gamme dynamique est suffisamment grande pour avoir des images bien contrastées.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les résultats expérimentaux, les circuits de reconstitution de l'image et les images obtenues avec le capteur conçu.

CHAPITRE 3 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons les résultats obtenus de notre capteur d'image ainsi que le montage qui permet d'obtenir une vidéo en temps réel. La description des différentes étapes nécessaires à la reconstitution des images seront aussi décrites. Tout d'abord nous commenceront par la présentation du circuit générateur de signaux numériques nécessaires au bon fonctionnement du système. Ce circuit est une carte FPGA. Ensuite, nous montrerons les résultats bruts du capteur d'image. Ils sont obtenus à partir de mesures à l'oscilloscope. Grâce à ces résultats bruts, nous pourrions déterminer les premiers paramètres de fonctionnalité, comme la gamme dynamique et la sensibilité du capteur d'image.

Par la suite, nous démontrerons l'utilité de la transformation de ces résultats pour être exploités par une carte de capture d'image (Frame Grabber). Cette carte de capture d'image permet de visualiser la vidéo en temps réel. La dernière partie est une étude de bruit. Elle est obtenue à partir des résultats bruts du capteur d'image et des résultats numérisés obtenus avec la carte de capture d'image.

3.2 Génération de signaux

Pour générer les signaux de fonctionnement du capteur d'image et du circuit de reconstitution, nous avons utilisé une carte à FPGA Altera DE0. Cette carte permet de sortir des signaux numériques directement utilisables par le capteur d'image à un niveau 3.3V. Ce niveau de tension d'alimentation correspond au V_{dd} du capteur d'image. Donc ces signaux de contrôle sont directement connectés dessus.

Cette carte permet aussi de générer des signaux numériques avec $V_{dd} = 5V$. Nous sommes donc capables de les utiliser comme signaux de commande pour des circuits intégrés fonctionnant à ce niveau, comme le multiplexeur analogique qu'on présentera plus tard.

La génération de ces signaux est faite en grâce à un code VHDL synthétisable précédemment réalisé dans le groupe FORYON. Ce code a été utilisé pour des prototypes de capteurs d'image

anciens. Il a été modifié et adapté pour notre application. Il a été simulé puis implémenté sur la carte Altera DE0.



Figure 3.1 La carte FPGA utilisé

Grâce à l'interface graphique Quartus d'Altera, nous avons effectué l'assignation des pins de sorte à envoyer les entrées et sorties vers les modules correspondant. Ainsi, avec les interrupteurs intégrés dans la carte FPGA la commande des signaux d'entrées peut enclencher la lecture, la synchronisation des registres à décalage et la remise à zéro de chaque bloc et de tout le système.

Les signaux de sorties sont assignés sur les deux sorties (header) à 40 pins. Ils sont transférés à l'aide d'un câble plat relié à un circuit de prototypage où le capteur d'image est intégré et soudé.

Il y a d'autres sorties de vérification qui sont envoyées aux afficheurs 7 segments pour visualiser les lignes et les colonnes qui sont balayée en temps réel.

Les signaux générés par la carte FPGA sont classés comme suit : les signaux générés pour le capteur d'image, les signaux nécessaires pour le multiplexeur analogique et les signaux nécessaires pour la carte de capture Matrox.

3.2.1 Signaux générés pour le capteur d'image

Au niveau du capteur d'image, les blocs d'adressages horizontaux et verticaux nécessitent des signaux de sortie et d'adressage. Ces signaux sont générés à partir d'un signal d'horloge externe.

L'horloge des rangées est générée à une période correspondant au temps de la sélection d'une ligne. Durant cette période, on doit être capable d'allouer un temps fixe pour le signal de remise à zéro et un temps pour la période d'intégration des pixels de la ligne.

Pour ce faire, on génère un signal de remise à zéro (Vgrst) avec une durée de 180 fois la période de l'horloge externe. On génère aussi un signal (Vgrwsel) de lecture après 100 fois la période de l'horloge. Ensuite on alloue le temps de lecture de pixel à deux fois 136 périodes (272).

Ces valeurs de durée de remise à zéro et de temps d'intégration ont été fixées lors de travaux précédents du groupe de recherche FORYON. Elles ont été fonctionnelles par conséquent, nous n'avons pas jugé utile de les modifier.

Ces paramètres ont été choisis de sorte à permettre un temps de remise à zéro et d'intégration suffisants pour le bon fonctionnement du capteur d'image à des fréquences d'horloge de quelques dizaines de kilohertz.

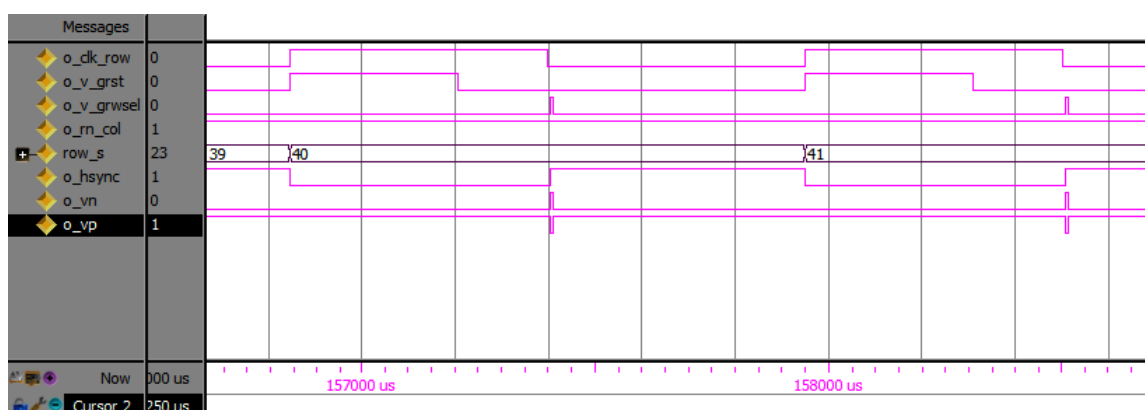


Figure 3.2 les formes d'ondes générés

La figure 3.2 montre les signaux d'horloge de rangée (CLK_row), du signal de remise à zéro des lignes (V_grst) et du signal de sélection des pixels (V_grwsel), pendant la sélection de la rangée 40 du capteur d'image. Ces deux signaux sont montrés à la figure 2.13 et à la figure 2.14.

Le temps entre le passage à l'état bas du signal de remise à zéro et l'activation de la sélection V_grwsel détermine le temps d'intégration. Celui-ci dure 100 coups d'horloge externe et est donc

fonction de l'horloge tout comme le reste des signaux de synchronisation. À partir du moment où V_grwsel est sélectionné (ou quand l'horloge est à l'état bas), on fait le transfert des valeurs de sortie de pixel vers les mémoires qui leur sont allouées. Les signaux V_n et V_p commandent la porte de transmission qui fait sauvegarder ces valeurs de sorties de pixels sur les mémoires de capacités. Ces deux signaux sont activés au même moment que V_grwsel .

Au niveau des colonnes, le lancement du registre à décalage s'effectue au moment de la sélection des pixels. Ce registre à décalage tourne à une horloge ayant une période deux fois plus grande que la période de l'horloge du générateur de fonction. Pour chaque période de l'horloge générée, un pixel est sélectionné pour transférer sa valeur vers l'amplificateur de sortie.

3.2.2 Signaux nécessaires pour le multiplexeur analogique

Dans le capteur d'image, il y a deux sorties analogiques (une pour la partie basse et une pour la partie haute de la matrice de pixel voir figure 2.7). Ces deux sorties sont jointes en une seule pendant la phase de reconstitution de l'image pour des raisons pratiques que nous expliquerons plus tard. Nous utilisons donc un multiplexeur analogique pour cette raison en rassemblant les sorties de chaque demi matrice.

Pour ce faire nous générons les signaux de commande avec un niveau haut de 5 V, *signala* et *signalb*.

Les signaux *signala* et *signalb* correspondent à la sous matrice respectivement haute et basse. Quand *signala* est à 5V, on est entre les rangées 0 et 51. C'est la sortie de la moitié haute de la matrice qui sort un signal utile. Quand *signalb* est à 5V, on est entre les rangées 52 et 102. C'est la sortie de la moitié basse de la matrice qui sort un signal utile. Ces signaux sont montrés à la figure 3.3.

3.2.3 Signaux nécessaires pour la carte de capture Matrox

La carte de capture doit être capable de reconnaître chaque sortie de pixel, chaque ligne et aussi chaque image. Ces signaux sont générés à l'aide de la carte FPGA et sont :

- Le signal carré *pixel_clk* qui a une période qui dure le temps d'adressage d'une colonne qui est le double de la période de la fréquence externe, il est transmis à la carte de capture Matrox pour signifier le passage d'un pixel à un autre.

- Le signal H_synch qui détermine le passage d'une ligne à une autre.
- Le signal V_synch qui détermine la fin de lecture de toute une image de 102x136 pixels.

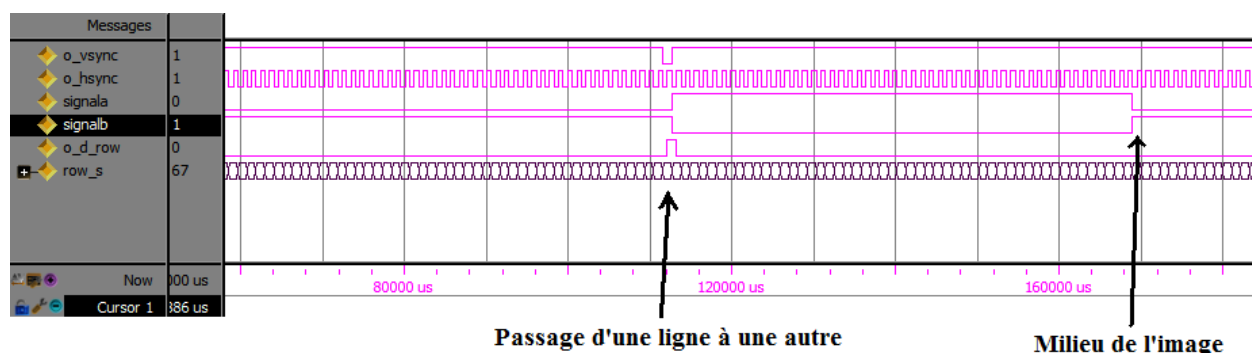


Figure 3.3 signaux de synchronisation et d'adaptation de la sortie

La figure 3.3 montre les signaux *signala* et *signalb* nécessaires à la commande du multiplexeur analogique des deux sorties. Ceux-ci alternent à la ligne 52 et à la ligne 1 du capteur d'image. Le signal V_synch détermine la fin de l'acquisition d'une image complète. Celui-ci passe à la valeur logique '0', à la dernière ligne avant que *signalb* passe à '0'. Quand V_synch se remet à la valeur logique '1', cela signifie le commencement d'une nouvelle image.

3.3 Résultat de fabrication du capteur d'image

Le capteur d'image a été conçu et fabriqué. La figure 3.4 montre le dessin des masques final du capteur d'image, celui-ci mesure environ 3mm x 3mm. Le rectangle blanc au milieu du circuit intégré correspond à la matrice de pixel, malheureusement à cause de la grandeur de la surface, l'outil de conception Cadence ne nous permet pas de voir cette partie. On note la présence tout au tour de la matrice des circuits d'adressage et des plots d'entrées et de sorties.

Le circuit intégré du capteur d'image est connecté par ses plots d'entrées et de sorties à un boîtier de 68 pins. Lequel est mis sur un circuit imprimé de prototypage pour accéder aux entrées et sorties du capteur d'image. Ce circuit imprimé de prototypage est monté sur une carte électronique d'essai (bread board). Les signaux d'adressage et de commande générés par la carte FPGA sont connectés à leurs emplacements dans la carte électronique d'essai pour être adressés aux plots d'entrées du circuit intégré.

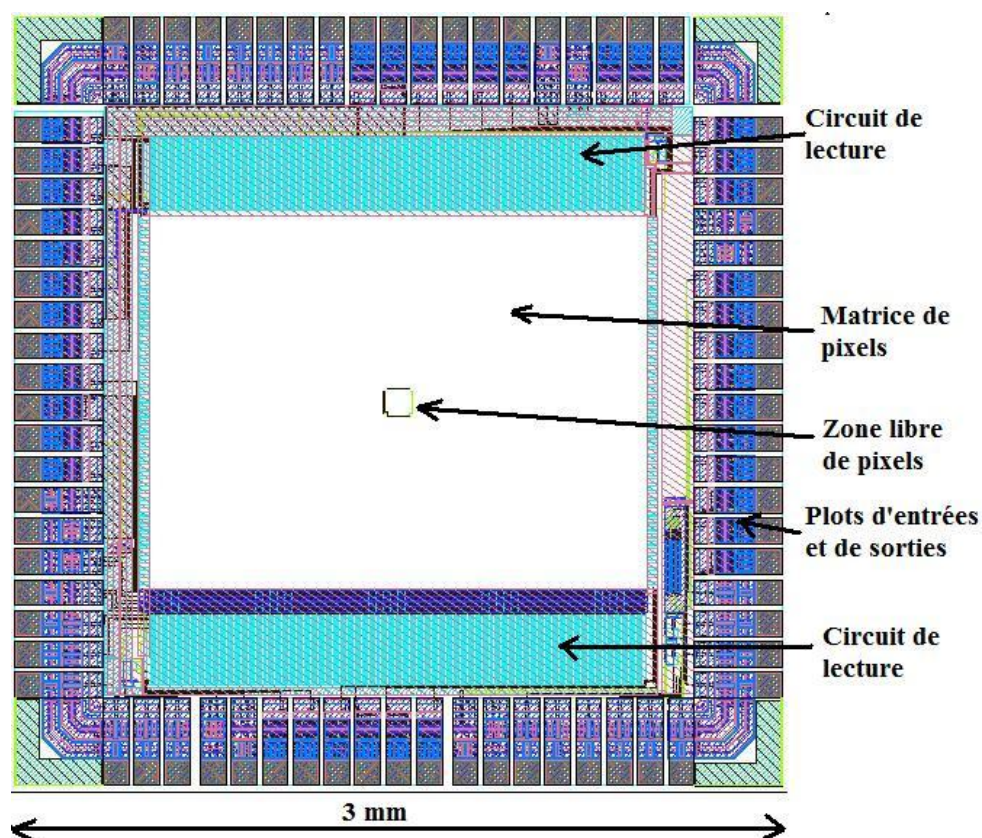


Figure 3.4 Dessin des masques du capteur d'image

3.4 Résultat du capteur d'image

Une capture des deux sorties du capteur d'image est montrée à la figure 3.5. La durée choisie est suffisante pour observer une acquisition de 102 rangées de 136 colonnes c'est-à-dire une image complète. Le signal en haut de la figure correspond à la moitié basse de la matrice de pixels et le signal du bas à la moitié du haut.

Pour évaluer la gamme dynamique du capteur d'image en termes de tension, nous cherchons à nous mettre dans une condition où la visualisation des deux niveaux de saturation et d'obscurité à l'oscilloscope est possible. En comparant les niveaux de tension de sortie entre l'obscurité et la saturation on peut mesurer toute la gamme dynamique du capteur qui est de 1.88 V.

Grâce à un oscilloscope chaque sortie analogique du capteur est connectée à une sonde différente. De cette manière, l'alternance en continue entre la demi-matrice du haut et la demi-matrice du bas est mise en évidence.

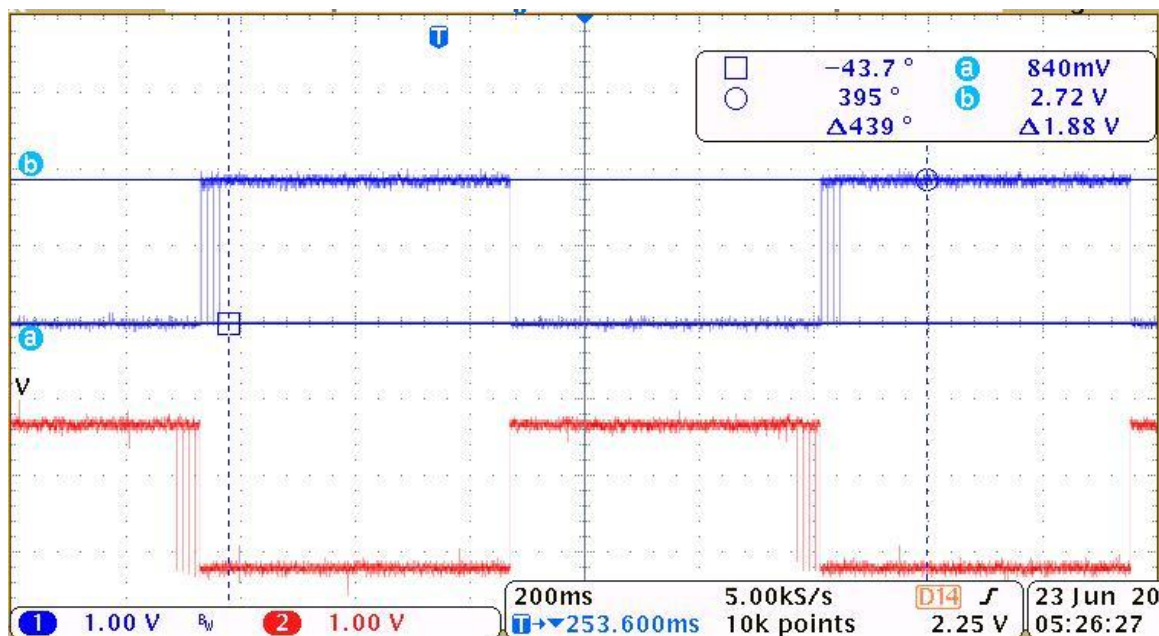


Figure 3.5 les deux sorties du capteur d'image pendant l'acquisition d'une image

Quand la sortie 1 est en lecture, le signal de celle-ci est à l'état haut (2.72 V), ce qui se traduit par le signal de l'obscurité.

Pendant ce temps, la sortie 2 donne un signal à tension minimal (840mV). Cette valeur minimale est fixée par les amplificateurs de sortie qui limitent la valeur minimale à 840 mV.

Quand la sortie 2 est en phase de lecture, on observe la même chose que précédemment et la sortie 1 sera non significative.

On remarque aussi à la figure 3.5 que sur les deux signaux, il y a une présence d'impulsions de luminosité maximale sur le début du premier signal et la fin du second signal. Ces impulsions se traduisant par des pics négatifs de tension allant de 2.72V à 840 mV. Ces valeurs de haute luminosité correspondent à la zone libre de pixels au centre de la matrice. Elles arrivent entre les lignes 47 et les lignes 54. Pendant l'adressage de cette zone, une valeur de tension 0 Volt est transmise aux circuits de lecture, ceux-ci saturent (amplificateurs du circuit de lecture) à une valeur de 840 mV et finalement cette valeur est transmise en sortie du capteur d'image.

La fluctuation qu'on voit pendant que les signaux de sortie sont à une valeur maximale (obscurité) correspond au bruit présent dans le capteur. Ces bruits vont être déterminés dans les prochains paragraphes de deux façons différentes.

3.5 Combinaison des deux signaux haut et bas

Jusqu'à présent les deux sorties sont indépendantes et peuvent être utilisés séparément pour faire une reconstitution de l'image du haut et du bas de la matrice de pixel.

Afin de minimiser la différence entre les signaux du haut et du bas de la matrice de pixels lors de la phase de reconstitution, nous les transmettons sur un seul canal. L'objectif est de faire en sorte que la même circuiterie soit utilisée jusqu'à la conversion analogique à numérique. Ceci est d'autant plus possible puisqu'ils sont complémentaires. Quand le premier est à l'état de lecture le deuxième transmet un signal pas utile et vice et versa, ainsi on émule le fonctionnement d'un capteur d'image classique à une seule sortie monochrome.

Pour ce faire, nous avons employé un multiplexeur analogique commandé par les signaux *signala* et *signalb* générés dans la carte FPGA, *signala* est haut 5V quand on est dans la moitié haute de la matrice, et *signalb* est haut 5V quand on est dans la moitié basse de la matrice.

Quand le code est de *signala_signalb* = '10', on dirige le signal haut vers la sortie analogique du multiplexeur et quand le code est de *signala_signalb* = '01', on dirige le signal bas vers cette même sortie. De cette manière, la combinaison des deux signaux de la figure 3.5 donne le signal obtenu de la figure 3.6

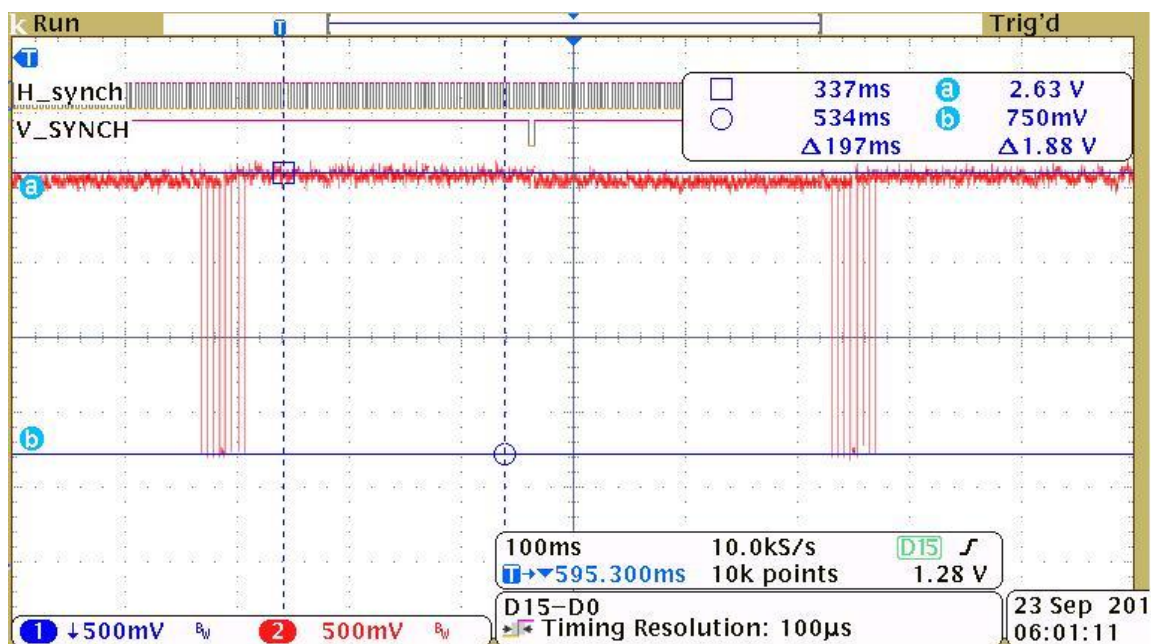


Figure 3.6 Combinaison des deux signaux provenant des demi-matrices haute et basses

Cette figure montre la combinaison des deux signaux du haut et du bas, dans une situation d'obscurité. On arrive aussi de cette façon à distinguer toute la gamme dynamique en se basant sur la comparaison entre le niveau du noir (haut) et le niveau du blanc (les pics) dus aux régions sans pixel au centre de la matrice.

3.6 Circuit de reconstitution

Pour reconstituer le signal du capteur d'image on a utilisé une carte de capture Matrox qui nous permet de voir la vidéo de notre capture d'image en temps réel. Mais le signal brut du capteur d'image doit être adapté pour qu'il soit interprété correctement par la carte Matrox. La carte Matrox interprète le signal haut comme signal lumineux et le niveau bas du signal comme correspondant au niveau de l'obscurité. La gamme dynamique de la carte de capture est configurée via son interface graphique à la valeur de 1.5V.

Pour que la carte de capture Matrox affiche le signal vidéo utile, il faut aussi générer une tension de décalage basse pendant la phase de synchronisation.

La figure suivante montre le mode de fonctionnement de la carte de capture Matrox.

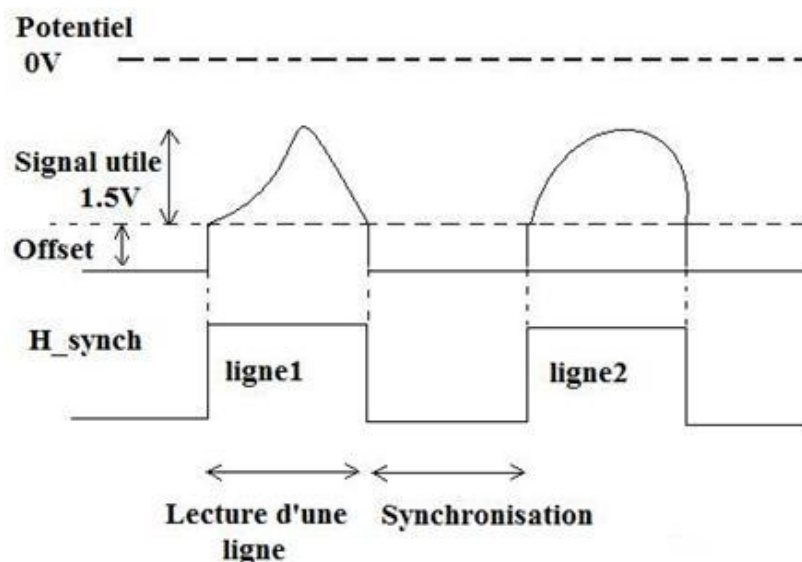


Figure 3.7 signaux et mode de fonctionnement de la carte de capture Matrox

Pour chaque ligne lue, le signal H_synch généré par la carte FPGA doit être au niveau haut pour signifier à la carte que la lecture de la ligne est effective, le passage d'une ligne à une autre s'effectue en forçant une tension offset plus basse que le niveau de l'obscurité pendant que le signal H_synch est à l'état bas.

Ainsi, le signal brut du capteur d'image doit être adapté, d'une part pour inverser les niveaux d'obscurité et de luminosité pour s'ajuster à la carte de capture Matrox, et d'autre part pour générer la tension d'offset pendant la phase de synchronisation.

On rappelle que le niveau de luminosité maximale (saturation) correspond à 840 mV, et le niveau d'obscurité est à 2.72 V.

La première étape pour la reconstitution d'image est d'inverser les niveaux de tensions correspondant à la luminosité. Pour cela on utilise un amplificateur inverseur à gain variable, avec ce gain variable on peut aussi régler la gamme dynamique du signal utile pour que celui-ci occupe toute la gamme de 1.5 Volts préalablement réglée dans l'interface de la carte Matrox.

La figure suivante montre le circuit de l'amplificateur à gain variable.

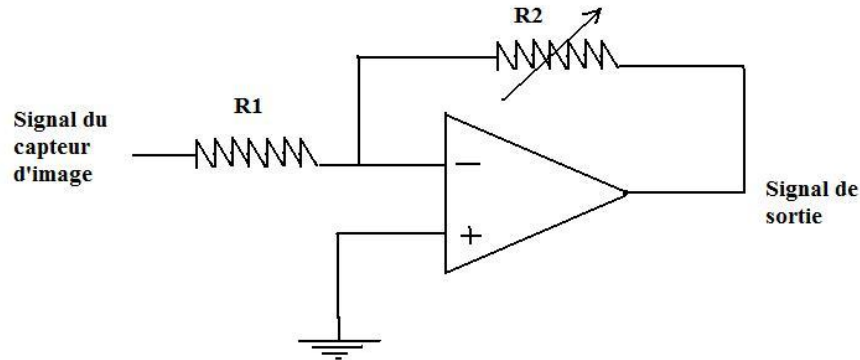


Figure 3.8 Amplificateur inverseur à gain variable

Avec ce circuit le signal de sortie aura la valeur

$$V_{\text{sortie}} = - (R_2/R_1) V_{\text{pixel}} \quad (3.1)$$

Avec $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ (variable)

Le réglage de la résistance variable R_2 permet de changer la gamme dynamique de 1.88 Volts à 1.5 Volts. Ceci étant fait pendant que le signal H_{synch} est à l'état haut. Pendant que l'état bas de H_{synch} on cherche à forcer une tension d'offset plus négative que la tension de l'obscurité. Pour cela le montage précédent se modifie et devient le suivant :

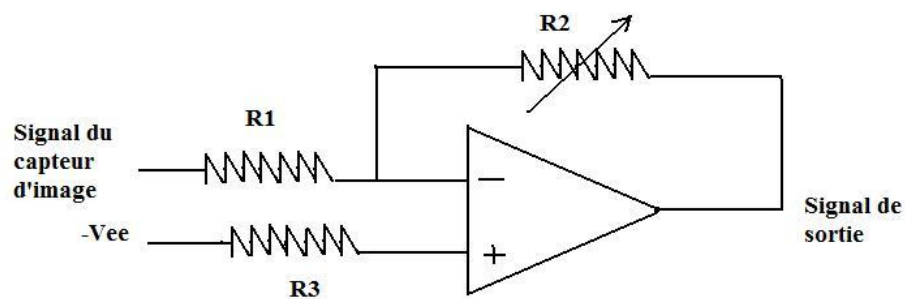


Figure 3.9 Amplificateur inverseur à gain variable quand H_{synch} est à l'état bas

Quand le signal H_{synch} est à l'état bas, la remise à zéro des pixels de la ligne est activée ensuite on attend le temps d'intégration avant de lire les valeurs des pixels. Le moment de la lecture des pixels correspond au passage de H_{synch} à l'état haut.

Ainsi, pendant toute cette période, le signal de sortie du capteur d'image correspond au niveau d'obscurité c'est-à-dire une tension inchangée de 2.72 V.

À ce moment

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{EE}} - (R_2/R_1) V_{\text{pixel}} \quad (3.1)$$

En mettant V_{EE} à une valeur négative et plus grande en valeur absolue à $(R_2/R_1) \times 2.72 \text{ V}$ on arrive à atteindre une tension offset négative pendant que H_{synch} est à l'état bas.

Et Finalement pour basculer continuellement du montage de la figure 3.7 à la figure 3.8, on utilise un interrupteur analogique à deux états commandé par le signal H_{synch} . De sorte que l'entrée $V+$ de l'amplificateur opérationnelle soit connectée à V_{EE} (-7 V) ou bien la terre selon l'état de H_{synch} .

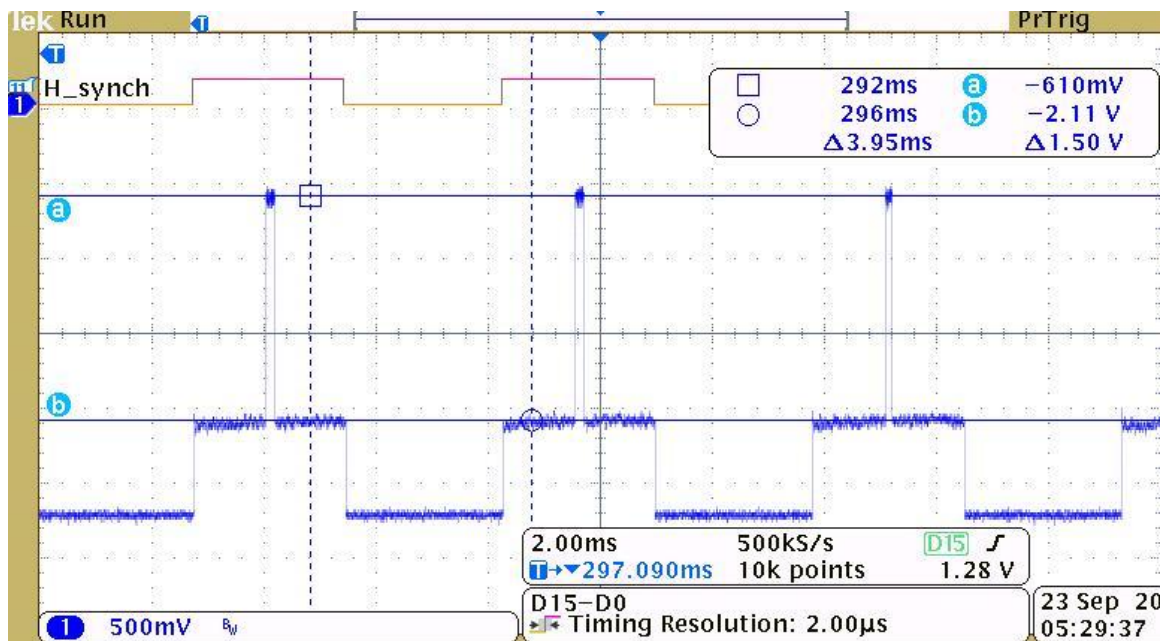


Figure 3.10 Signal adapté pour la carte de capture

La figure 3.10 montre l'allure du signal de sortie transformé pour la carte de capture grâce au circuit d'adaptation commandé par le signal H_{synch} .

L'oscillogramme capturé comprend trois lignes au milieu de la matrice observées dans des conditions d'obscurité, on remarque aussi les pics correspondants à la zone centrale sans pixel.

Les parties utiles du signal à reconstituer sont celles pendant lesquels H_{synch} est à l'état haut.

La figure 3.11 montre le signal transmis à la carte de capture pour plusieurs images complètes dans l'obscurité. Le passage d'une image à une autre est déterminé par l'impulsion V_Synch .

Sur cette figure aussi on observe la valeur de la gamme dynamique qui est devenue 1.5Volts, ainsi on utilisera toute cette gamme pour avoir le meilleur contraste pour la vidéo.

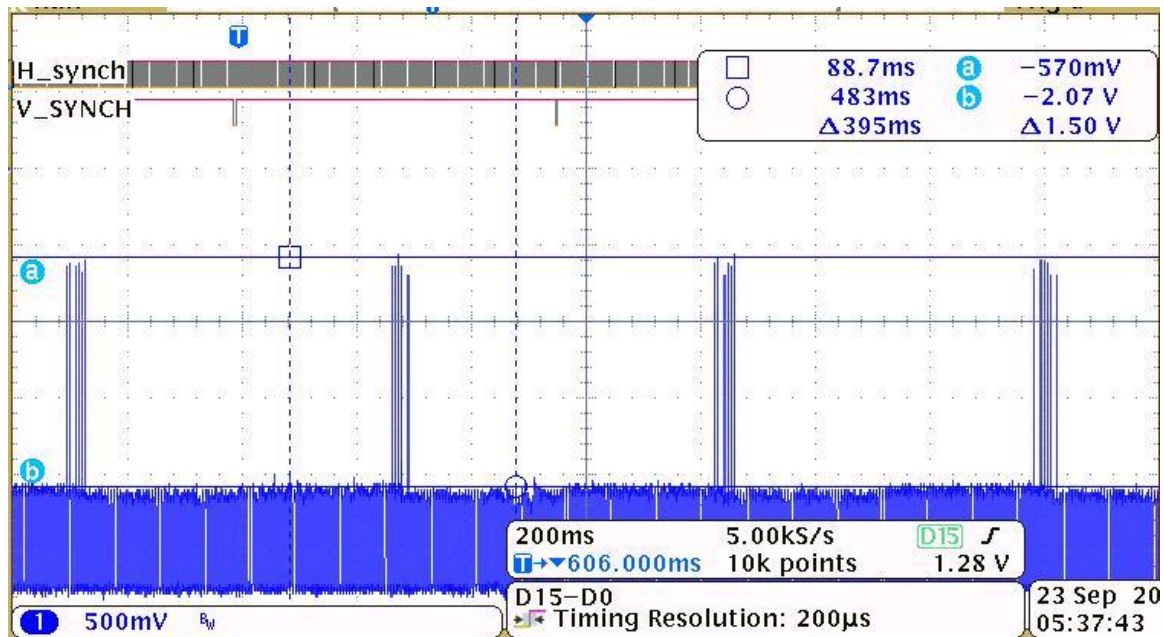


Figure 3.11 Signal adapté correspondant à l'acquisition de plusieurs images complètes dans le noir

3.7 Nombre d'images par seconde

Pour observer la vidéo en temps réel on cherche idéalement à obtenir 20 images par seconde. Pour cela, il faut calculer le temps que met le capteur pour faire la lecture de tous les pixels et les transférer vers la sortie.

Dans notre capteur, nous avons 102 rangées et 136 colonnes. La durée de lecture d'une ligne fait en sorte d'inclure le temps de remise à zéro, le temps d'intégration ainsi que le temps de lecture des pixels. L'horloge utilisée pour la lecture des pixels a une période deux fois plus grande que l'horloge externe.

Au final, la lecture d'une image complète dure le temps de 102 rangées, et chaque rangée dure 136×2 périodes d'horloge + 180 périodes d'horloge pour la remise à zéro + 100 périodes d'horloge pour le temps d'intégration.

Ainsi pour lire une seule rangée on met $(136 \times 2) T_{\text{pixel}} + 100T_{\text{pixel}} + 180T_{\text{pixel}} = 552 T_{\text{pixel}}$

Et pour lire toute une image il faut donc $552 \times 102 \times 2 T_{\text{clk}}$

Donc pour obtenir 20 images par secondes il faut être à une fréquence de :

$$f_{\text{clk}} > 20 \times 552 \times 102 \times 2 \text{ Hz ce qui fait } f_{\text{clk}} > 2.252 \text{ Mhz}$$

Le temps d'intégration est fixé à $100 \times 2 \times 1/f = 88 \mu\text{s}$

Des mesures expérimentales ont été faites à une fréquence allant de quelques Khz à 280Khz. Cette fréquence étant la fréquence maximale pour acquérir une image qu'on a jugé acceptable au niveau du contraste. La période de l'horloge externe dans ce cas là est de $3,57\mu\text{s}$. Dans cette condition, il fallait illuminer l'image à acquérir avec l'intensité maximale de la source de lumière utilisée c'est-à-dire d'environ $2\text{mW}/\text{cm}^2$. Le temps que prend l'acquisition d'une image est alors de 0.4 seconde, ce qui équivaut à un peu moins de 3 images par seconde. Avec ce taux, on arrive à avoir une vidéo lente mais suffisante pour montrer le fonctionnement du prototype en temps réel. L'illumination maximale soumise à l'œil humain sans que celui-ci soit mis en danger est d'environ $10\mu\text{W}/\text{cm}^2$. Par conséquent ce taux de 3 images par secondes ne peut pas être utilisable dans l'application visée.

Pour améliorer le taux d'images par secondes sans que l'illumination soit excessive, on peut changer le temps d'intégration de sorte à ce que celle-ci dure moins de 100 coups d'horloge. Ainsi la luminosité ne serait pas le facteur limitant le nombre d'images par seconde.

3.8 Acquisition d'image

Après avoir contrôlé tous les paramètres de synchronisation du capteur d'image et l'adaptation des signaux de la carte Matrox, on a effectué le réglage optique du montage.

Une lentille de focalisation de l'image est placée à quelques centimètres horizontalement avec la puce. On s'assure que l'image est bien focalisée sur le capteur d'image en déplaçant cette lentille et en effectuant un réglage de focalisation sur la lentille.

Pour observer la vidéo on se met dans l'obscurité et on illumine une photographie qu'on veut prendre en image avec une source de lumière homogène et externe. Le niveau de l'illumination varie entre 0 et $2 \text{ mW}/\text{cm}^2$ selon notre besoin et selon la fréquence de l'horloge.

Quand la période de l'horloge externe est lente cela influe directement sur le temps d'intégration du capteur d'image. Pour un temps d'intégration lent on n'a pas besoin d'illuminer fortement l'image à acquérir. De la même manière si notre fréquence d'horloge est grande le temps d'intégration est faible, ceci est appréciable quand on est dans un environnement bien lumineux.

Une faible luminosité couplée avec un faible temps d'intégration nous donnent une image sombre. D'un autre côté une grande luminosité avec un grand temps d'intégration nous donnent une image saturée.



Figure 3.12 image prise a, image prise b

La figure 3.12 montre des images prises sur une photographie à différentes étapes de réglages. La première (a) montre une image obtenue en utilisant deux des trois entrées couleurs de la carte de capture Matrox. La seconde image (b) utilise une seule entrée de la carte de capture avec l'aide du multiplexeur analogique, cette image est montrée en monochrome pour plus de visibilité.

L'utilisation des deux sorties séparées montre une différence au niveau de la lecture, cette différence est expliquée par plusieurs facteurs :

- Du fait de la variation du processus de fabrication, la partie de lecture du haut et celle du bas ont un fonctionnement légèrement différent.
- L'utilisation de différents câbles de transmission vers la carte de capture avec des impédances différentes provoque cet effet.

Ainsi pour améliorer l'image, on a utilisé une seule entrée de la carte de capture, ce qui montre l'utilité du multiplexeur analogique expliqué précédemment. L'image (b) montre une amélioration par rapport à l'image (a). Celle-ci est prise après combinaisons des deux sorties en une seule. On remarque un manque de contraste dans (a) même si l'image est fortement reconnaissable. Ce problème est réglé en jouant sur le gain variable de l'amplificateur qui adapte le signal d'entrée de la carte Matrox. Celui-ci ne donnant pas la meilleure gamme dynamique (1.5V) en réglant celui-ci à 1.5V on a réussi à obtenir une image plus contrastée (b).

On remarque sur les deux images la présence de la zone en blanc au centre de la matrice. Ce blanc est expliqué par les pics négatifs observés à l'oscilloscope. La grandeur de cette zone par rapport à la totalité de la surface de l'image nous laisse une image assez large pour cibler et visualiser l'endroit avec la fibre optique de la spectroscopie de réflexion.

3.9 Mesures de bruits avec la carte de capture Matrox

3.9.1.1 Mesures de bruits dans l'obscurité

Les mesures du bruit aléatoire, du signal de noirceur non uniforme ainsi que de l'offset se font sous des conditions d'obscurité.

La carte Matrox peut fournir une image conventionnelle ou une matrice de valeurs numériques selon notre besoin. Elle peut numériser les signaux analogiques à 10 bits, la valeur maximale 1.5 volts est codée à '3FF' hexadécimale et les valeurs de l'obscurité est par défaut à '000'. Cette valeur est réglable et on la fixe à une valeur légèrement plus grande que '000'.

La raison à cela est la suivante, les bruits dans l'obscurité sont observés comme une fluctuation des valeur numérique de la matrice image autour d'une valeur moyenne, on cherche donc à ramener cette valeur moyenne au plus bas possible sans pour autant écraser les fluctuations négatives de bruits et ainsi pouvoir faire des mesures plus justes.

Le bruit de noirceur ne représente pas seulement le bruit aléatoire mais aussi le signal de noirceur non uniforme (DSNU). Le DSNU est stationnaire dans le temps, c'est-à-dire qu'il ne change pas entre deux acquisitions différentes. Par conséquent, en faisant une soustraction de deux images on arrive à le supprimer.

Dans tout ce qui suit, les mesures et les calculs se font sur les deux parties haute et basse de la matrice de pixel, parce que ces deux parties ont des circuits de lecture indépendants, donc une différence en sortie inévitable.

3.9.1.2 Bruit aléatoire

De manière générale, en faisant la soustraction de deux matrices de données A1 et A2 prises dans l'obscurité à deux moments différents, on obtient le bruit aléatoire. On retrouve après la valeur

absolue de la soustraction des valeurs numérisées entre deux moments dans l'obscurité. Cette soustraction se fait pour chaque pixel.

Par contre, comme ces bruits ne sont pas corrélés entre eux, il faut faire une soustraction quadratique d'où la présence du chiffre 1.41 (racine de 2). Le bruit aléatoire serait l'écart type de la fluctuation des valeurs de tensions.

$$\text{Bruit aléatoire} = \sqrt{\text{variance}\left(\frac{A_1 - A_2}{1.41}\right)} \quad (3.2)$$

Cette procédure est réalisée séparément pour les parties haute et basse de la matrice de pixels.

Les unités numériques présentées dans les tableaux suivant correspondent aux valeurs numériques acquises par la carte Matrox, en d'autre terme une valeur 3FF qui est de 1023 correspond à 1.5V

Tableau 3.1: Bruit aléatoire

	Partie haute A1- A2	Partie basse A1- A2
Valeur moyenne (unité numérique)	8.09	7.28
Écart type (unité numérique)	5.79	5.77
Variance (unité numérique)	33.60	33.36
Bruit aléatoire (unité numérique)	4.88	4.86
Bruit aléatoire (mv)	7.15	7.12

3.9.1.3 DSNU signal de noirceur non uniforme

Le DSNU est déterminé en utilisant une seule image acquise, en calculant l'écart type des données de la matrice de pixel. Cependant dans une seule image, il y a présence du DSNU et du bruit aléatoire. En d'autres termes ces deux bruits s'ajoutent quadratiquement puisqu'ils ne sont pas corrélés, et comme le bruit aléatoire est calculé préalablement, la valeur du DSNU peut être déterminée.

$$\text{DSNU} = \sqrt{(\text{variance}(A1) - (\text{Bruit_aléatoire})^2)} \quad (3.3)$$

Tableau 3.2: Signal de noirceur non uniforme

	Partie haute A1	Partie basse A1
Écart type (unité numérique)	15.57	16.41
Variance (unité numérique)	242.49	269.30
Bruit aléatoire (unité numérique)	4.8819	4.86
DSNU (unité numérique)	14.78	15.66
DSNU (mV)	21.66	22.95

3.9.1.4 OFFSET

L'offset est déterminée en utilisant une matrice de donnée d'une seule image prise dans l'obscurité, en calculant la moyenne des valeurs de la matrice

$$\text{Offset} = \text{moyenne (A1)} \quad (3.4)$$

Tableau 3.3: Offset

	Partie haute A1	Partie basse A1
Moyenne (unité numérique)	43.77	25.47
Offset (mV)	64	37.31

3.9.2 Mesure de bruit sous illumination

3.9.2.1 La photo réponse non uniforme (PRNU)

Cette mesure se fait sur un fond uniforme et blanc, on observe les mesures dans des conditions de luminosité nous permettant d'avoir un niveau de 50 % de saturation du capteur d'image.

L'image obtenue B acquise sous la lumière réunis le bruit aléatoire, le DSNU et le PRNU.

Le PRNU est donc calculé en faisant la soustraction en quadrature de la DSNU et du bruit aléatoire.

$$\text{PRNU} = \sqrt{(\text{variance}(B) - (\text{DSNU})^2 - (\text{Bruit_aléatoire})^2)} \quad (3.5)$$

De la même manière on fait la mesure pour les deux parties hautes et basses de la matrice de pixel.

Tableau 3.4: La photo réponse non uniforme

	Partie haute B	Partie basse B
Écart type (unité numérique)	19.3	18.61
Variance (unité numérique)	372.66	346.54
Bruit aléatoire (unité numérique)	4.8819	4.86
DSNU (unité numérique)	14.78	15.66
PRNU (unité numérique)	11.41	8.8
PRNU (mV)	16.72	12.89

3.9.2.2 Sensibilité du capteur d'image

C'est le produit de la surface du pixel avec l'efficacité quantique et le coefficient de conversion de charge du capteur d'image.

C'est une mesure qui indique l'efficacité d'un capteur d'image à convertir l'énergie optique en signal électronique tension ou courant.

En connaissant l'intensité de l'énergie incidente de la lumière par unité de surface sous des conditions d'illumination causant 50% de saturation sur le capteur d'image. La relation de la sensibilité est donnée comme suit :

$$\text{Sensibilité} = \text{moyenne (B)} / \text{l'énergie optique par unité de surface (J/cm}^2\text{)} \quad (3.6)$$

Tableau 3.5: Sensibilité

	Partie haute B	Partie basse B
Moyenne (unité numérique)	559.27	541.67
Moyenne (mV)	819.25	793.46

Énergie optique (microwatt/cm ²)	20	20
Sensibilité (V.cm ² /J)	40.95	39.67

La source de lumière nous permettant d'être à mi-saturation correspond à une énergie d'environ 10 μW pour la lumière jaune. La surface de la partie optique de la source de lumière est de 0.5 cm², ce qui fait que l'énergie optique prise en compte est de 20 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$.

Cette énergie peut être convertie en Joule/ cm² en connaissant le temps d'intégration dans ces conditions. La fréquence d'horloge utilisée lors de nos mesures était fixée à 100 kHz, par conséquent le temps d'intégration est de 1ms (100 x période)

3.9.2.3 Gamme dynamique

La gamme dynamique est calculée en faisant le ratio du plus petit niveau de saturation avec le bruit aléatoire de noirceur.

$$\text{Gamme dynamique} = \text{Saturation/bruit aléatoire} \quad (3.7)$$

Tableau 3.6: Gamme dynamique

	Partie haute	Partie basse
Bruit aléatoire (V)	0.00715	0.00712
Saturation (V)	1.5	1.5
Gamme dynamique (V/V)	209.79	210.67
Gamme dynamique (dB)	46.43	46.47

3.9.3 Mesure de bruits à la sortie du capteur d'image

Les bruits de mesures effectuées jusqu'à là tiennent en compte toute la chaîne de reconstitution de l'image, celle-ci passe par le circuit d'adaptation, des câbles de connexion et des cartes de prototypages. Bien que l'image reconstituée passe par toute cette chaîne, il est intéressant pour nous de caractériser le fonctionnement du capteur d'image et mesurer son bruit sans tenir compte

des ces éléments précédemment cités. Pour ceci on a effectué des mesures de bruit temporel et spatial à l'aide de l'oscilloscope au niveau de la sortie du capteur d'image.

3.9.3.1 Mesure du bruit temporel

Le bruit temporel est mesuré au niveau d'un pixel, il se manifeste par une fluctuation dans la valeur de sortie de ce pixel, cette fluctuation est constamment changeante et aléatoire.

La figure 3.13 montre cette fluctuation. Dans un cas idéal, la valeur du pixel est supposée figée pour un niveau de luminosité fixe, mais on remarque que celle-ci ne l'est pas.

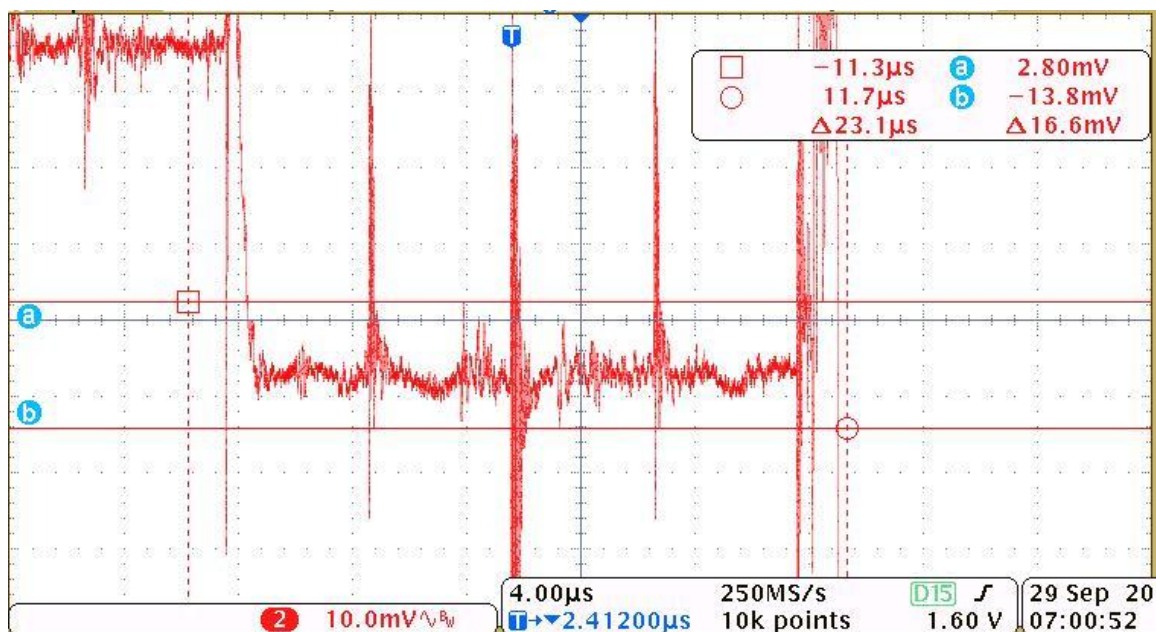


Figure 3.13 Bruit temporel dans un pixel

L'image de la figure 3.13 montre cette fluctuation aléatoire et temporelle. La valeur maximale crête à crête de cette fluctuation pour ce pixel est de 16.6 mV. On note que celle ci mesure les fluctuations aléatoires temporelles et n'inclue pas les pics de tensions résultant des transitions d'horloges numériques. Cette mesure englobe le bruit du capteur d'image et le bruit de l'oscilloscope via sa sonde de mesure. Ce dernier n'étant pas négligeable on a décidé de la mesurer en connectant la masse de la sonde à la masse du circuit de lecture et en laissant la sonde déconnectée. La valeur du bruit de l'oscilloscope obtenue est de 7.8 mV. Les deux bruits ne sont pas corrélés et pas forcément en phase, on obtient la valeur du bruit temporel aléatoire maximal en appliquant une soustraction en quadrature:

$$\sqrt{(16.6)^2 - (7.8)^2} = 14.87\text{mV}$$

En considérant que le bruit aléatoire suit une loi de gauss, avec un maximum de 14.87mV on trouve l'écart type de celui-ci en divisant cette valeur par 6. Ce qui nous donne un bruit aléatoire de 2.47 mV.

On note que la carte de capture échantillonne la valeur du pixel entre les pics numérique, autrement on se serait retrouvé avec un bruit aléatoire beaucoup plus important. En effet, en se basant sur la figure 3.13, ces pics numériques ont des valeurs d'environ 80 mV, en appliquant la même façon de calcul que précédemment on se retrouve avec un bruit aléatoire d'environ 14mV qui est le double de ce qu'on a constaté sur toute la chaîne de reconstitution.

3.9.3.2 Bruit stationnaire dans le temps (DSNU)

Pour visualiser le bruit stationnaire qui est le bruit à patron fixe (FPN) on fige le balayage vertical et on rafraichit continuellement qu'une seule ligne grâce aux signaux de commande de synchronisation de la carte FPGA.

On mesure la différence entre la valeur maximale et la valeur minimale au niveau des pixels d'une seule ligne, la lecture d'une ligne donne des valeurs stationnaires dans le temps, c'est-à-dire qu'en rafraichissant la même ligne on obtient toujours la même image que celle montrée sur la figure 3.14.

Dans cette figure on retrouve l'écart maximal observé dans cette ligne qui est de 88 mV. Ces fluctuations spatiales se font au tour d'une valeur moyenne de 740 mV d'amplitude. On remarque la présence aussi de fortes impulsions entre chaque valeur de lecture de pixel et pendant la phase d'intégration et de remise à zéro (la période où on ne voit pas de FPN). Ces impulsions sont d'origines numériques et se produisent au moment des transitions d'horloges.

On supposant que ce bruit suit la loi de gauss, l'écart type de ce bruit est calculé en divisant la valeur maximale par 6. L'écart type = 14.66 mV, en appliquant la relation (3.3) on trouve le bruit stationnaire = 14.38 mV

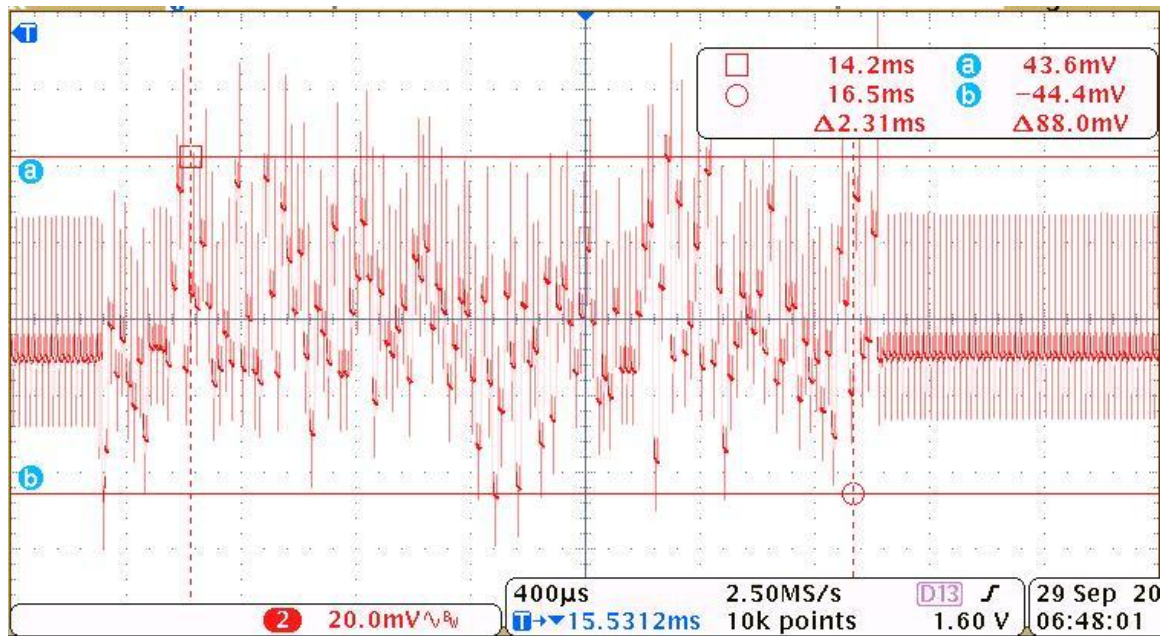


Figure 3.14 Mesure de FPN sur une ligne

3.9.3.3 Gamme dynamique

En se basant sur les mesures qu'on a obtenues avec l'oscilloscope en sortie du capteur d'image on trouve la gamme dynamique de celui-ci qui est :

$$\text{Gamme_dynamique} = 20 \log \left(\frac{V_{\text{saturation}}}{\text{Bruit_aléatoire}} \right) \quad (3.8)$$

$$\text{Gamme_dynamique} = 20 \log \frac{1.88}{2.47 \times 10^{-3}} = 57.87 \text{dB}$$

3.9.4 Discussion

Des mesures de bruit ont été effectuées de deux manières différentes. L'une en mesurant ces bruits sur toute la surface de la matrice de pixel grâce à la carte de capture, l'autre en mesurant les valeurs à l'oscilloscope directement aux sorties du capteur d'image.

Concernant les mesures effectuées avec la carte de capture Matrox, ceux-ci ont été accomplis en séparant les deux parties haute et basse de la matrice de pixel. Ces deux parties ayant deux circuits de lecture différents.

La différence majeure entre les deux parties de la matrice réside dans l'offset qui est d'environ 30 mV. Cette différence peut provenir de deux sources qui sont, la variation du processus de fabrication entre les deux circuits de lecture et l'utilisation du multiplexeur analogique.

Pour ce qui est des deux circuits de lecture, ceux-ci se trouvent à une distance de 1.4 mm ce qui est une distance non négligeable en microélectronique. Pour compenser cette distance, on peut modifier légèrement les tensions de polarisations des amplificateurs suiveur dans l'un des circuits de lecture pour obtenir un comportement le plus proche possible.

Cette différence d'offset se traduit par un degré de luminosité légèrement différent entre les deux sous matrices qui change la gamme dynamique légèrement. Cette erreur peut se faire remarquer dans les résultats numérisés à 10 bits (l'image est numérisée sur 10 bits). Puisque pour 1.5V codés sur 10 bits, un pallier numérique correspond à 1.46mV.

Concernant les autres bruits dans l'obscurité ou à la mi-saturation, ceux-ci sont équivalents entre les deux sous-matrices de pixels.

Le DSNU est mesuré dans l'obscurité, ainsi que le PRNU qui est mesuré à la mi-saturation. Ces deux bruits sont dus à la topologie du pixel, aux variations du procédé de fabrication et aux circuits de lecture. En utilisant un amplificateur avec une grande transconductance au niveau du pixel ou dans le circuit de lecture, nous arrivons à minimiser ces bruits. Aussi, il ne faut pas oublier que ce sont des bruits spatiaux. La variation du processus de fabrication a un rôle important pour l'explication de ces différences, étant donné que la surface de la matrice s'étend sur une aire de 1.4 mm x 1.9 mm.

Il est par contre possible d'éliminer le maximum du DSNU et du PRNU en utilisant des circuits de soustraction de bruits comme par exemple le circuit CDS (*Correlated Double Sampling*). Ce circuit permet d'échantillonner la valeur du signal par rapport à sa valeur d'origine en tenant compte de sa valeur d'origine d'obscurité.

En ce qui concerne le bruit aléatoire, celui-ci, comme son nom l'indique, est totalement aléatoire et par conséquent imprévisible. Les techniques de suppression de bruit avec des circuits rajoutés comme le CDS ne sont pas efficaces. Ce bruit est la somme des bruits de scintillation, thermique et de grenaille.

Un autre point important dans les capteurs d'images est la sensibilité. Cette mesure est un des facteurs déterminant la qualité du capteur en question. Nos pixels sont formés de photodiode N-well/P-sub avec une grande surface, par conséquent la sensibilité obtenue pour la longueur d'onde correspond à lumière jaune. Ce qui est jugée acceptable.

Lors de nos tests du capteur d'image avec une source de lumière externe ou sous la lumière ambiante de la salle de tests, notre capteur d'image sature très rapidement. Nous avons donc une bonne marge pour l'ajout des lentilles de focalisation. Ces lentilles de focalisation absorbent malheureusement une partie de la lumière et donc diminuent la sensibilité du capteur d'image.

La gamme dynamique obtenue avec la carte Matrox tient compte de la limitation de la tension maximale d'entrée qui est de 1.5 V, même si le capteur d'image peut en fournir plus.

3.9.5 Comparaison avec les mesures à l'oscilloscope

En faisant la comparaison des bruits aléatoires avec le FPN obtenus par le calcul au niveau de la carte de capture d'une part et d'autre part avec les mesures à l'oscilloscope au niveau de la sortie du capteur d'image. La différence des mesures de bruit par ces deux méthodes est considérable. Les bruits aléatoires et FPN mesurés au niveau de la sortie du capteur d'image sont plus faible (2.47mV) que ceux obtenues au niveau de la carte de capture Matrox (7.12mV).

Au niveau de la carte de capture les mesures sont exhaustives. Ces mesures donnent permettent juste de donner un ordre de grandeur des valeurs de bruits dans le capteur d'image. En effet, les bruits mesurés représentent la somme des bruits du capteur d'image et de toute la circuiterie pour la reconstitution de l'image. En incluant les câbles et les fils de connexion ainsi que la carte de capture elle même.

C'est pour cela, que nous avons essayé d'isoler les circuits de reconstitution pour valider les résultats obtenus sur la chaine de lecture et de reconstitution. Nous avons trouvé un bruit aléatoire de 3.2mV pour la carte de capture Matrox et le circuit d'adaptation réunis. Ce bruit explique l'écart entre les mesures effectués avec la carte de capture Matrox (7.12mV) et sur la sortie du capteur d'image (2.47mV).

Nous avons observé une autre limitation avec la carte de capture. Cette limitation est en partie liée aux bruits, c'est la gamme dynamique. Celle-ci a une valeur sur la carte de capture Matrox de 10 dB plus petite que celle calculée pour la sortie du capteur d'image. En effet, le facteur le plus

déterminant étant la différence entre les bruits aléatoires mesurés 2.47 mV au niveau de la sortie du pixel et 7.12 mV après la carte de capture. La présence de plusieurs cartes d'adaptation et de fils de connexion justifie cet écart. Mais ce facteur n'est pas le seul, la gamme dynamique en tension est limitée aussi par la carte de capture Matrox elle-même qui est 1.5 V alors qu'au niveau du capteur d'image s'est limité par ces circuits de lecture à 1.88V.

3.10 Conclusion

Grâce au circuit de reconstitution, nous avons réussi à acquérir une vidéo et des images de bonne qualité convenables pour l'application visée. Le montage expérimental nous a permis de valider aussi le bon fonctionnement de notre prototype de capteur d'image.

Ce montage peut encore être amélioré grâce aux caractéristiques mesurées dans la phase d'expérimentation. Ces améliorations n'étaient pas nécessaires pour notre application qui nous contraignait seulement d'utiliser une luminosité de l'ordre de quelques dizaines de $\mu\text{W}/\text{cm}^2$. À ce niveau d'intensité lumineuse, notre capteur d'image a montré qu'il fonctionne très bien. De plus, avec plus de réglages dans les temps d'intégration et de remise à zéro, nous pouvons obtenir plus d'images par seconde.

CONCLUSION

Lors de ce projet de maîtrise, nous avons réalisé un capteur d'images utilisable en spectroscopie de réflexion. Ce capteur d'image est muni d'une ouverture sur sa face arrière qui lui permet d'insérer une fibre optique de 80 micromètres de diamètre.

Notre contribution globale dans ce travail concerne la conception d'un capteur d'image utilisable en spectroscopie de réflexion. C'est une caméra qui est dédiée à la base à l'ophtalmologie. Elle est conçue pour être placée sur un ophtalmoscope, mais peut tout aussi bien être utilisée dans les microscopes pour une reconnaissance spectrale des matières visualisées. À cette contribution s'ajoute deux sous contributions techniques. La première concerne la gravure profonde en salle blanche pour réussir la création d'un trou dans un échantillon de surface réduite. La deuxième sous contribution concerne l'architecture d'adressage et de lecture du capteur d'image.

En ce qui concerne la technique employée pour réussir un trou profond sur toute la profondeur du circuit intégré, nous avons d'abord exploré expérimentalement les techniques classiques de photolithographie (lift-off) pour produire un masque de gravure au chrome avec motifs. Cette technique a montré ses limites sur des échantillons de dimensions réduites comme le notre. Nous avons, par conséquent, élaboré un procédé de micro fabrication qui combine plusieurs techniques de gravure physique, chimiques et de dépôt de couches minces dans plusieurs environnements pour réussir une gravure profonde et verticale.

Concernant l'aspect architecture, la présence d'une zone libre de pixels et en même temps d'une fenêtre transparente, nous a imposé la modification de la structure du capteur. Cette modification se traduit par la division de la matrice de pixels en quatre sous matrices indépendantes, et aussi se traduit par la duplication des structures d'adressage et de lecture.

L'organisation du travail s'est faite sur plusieurs étapes

1- La conception du circuit intégré : capteur d'images

Cette phase consiste à concevoir le capteur d'images avec l'outil de conception des circuits intégrés Cadence. La conception est réalisée de façon hiérarchique, chaque élément a été dimensionné, simulé, conçu et validé à la fin. Les éléments de base sont ensuite instanciés pour former des blocs plus complexes.

La cellule fondamentale est le pixel. Il est instancié et répliqué plusieurs fois pour former une matrice de 102x136 pixels. La zone centrale de la matrice, qui est vide de tout élément obstruant la lumière et donc de pixels, elle prévue pour laisser passer la lumière venant et revenant à la fibre optique. Cette zone centrale a une surface légèrement plus grande que la fibre optique, c'est-à-dire un cylindre d'un rayon de 80µm.

En plus de la conception du pixel, le mode de lecture est adapté à la structure de la matrice. Dans le capteur d'image combiné à la spectroscopie de réflexion, la matrice de pixels est divisée en 4 sous matrices, chacune étant adressée séparément, par conséquent le bloque d'adressage est modifié. Nous avons eu besoin de 2 décodeurs de colonnes et de 2 décodeurs de rangées. Le circuit intégré a ensuite été envoyé à une fonderie de circuits intégré pour être fabriqué.

2- La gravure profonde du silicium

Pendant que le circuit intégré-capteur d'images était en phase de fabrication, la gravure de la face arrière du capteur d'images a été maîtrisée. Pour réussir cela, des techniques de gravures ont été étudiées et mises en œuvre sur des échantillons de tests. Pour arriver à graver une surface d'un cercle de rayon de 80 µm sur une profondeur de 750 µm, la technique utilisée est la gravure sèche DRIE. Cette gravure a été effectuée après avoir mis un masque de chrome et déterminé le motif à graver en utilisant la technique FIB.

3- La reconstitution d'image

La phase de reconstitution d'image s'est passé pendant et après la fabrication du circuit intégré.

- Pendant la fabrication : on a ciblé les techniques de reconstitution d'image, les exigences matérielles et les conséquences en temps et en argent.

Notre choix s'est porté sur l'utilisation d'une carte de prototypage FPGA. Cette carte nous permet de générer les signaux de commande du capteur d'image et ceux de la synchronisation de la carte de capture "Frame Grabber" grâce à un code VHDL, ce dernier a ensuite été implémenté et validé.

- Après la fabrication du capteur d'image : des tests de fonctionnalité du circuit intégré ont été réalisés grâce auxquels nous avons pu valider le fonctionnement du capteur d'image. En utilisant les circuits de reconstitution d'image, nous avons réussi à prouver le fonctionnement du prototype, des images ont été capturées avec des sensibilités et un contraste acceptable pour l'application biomédicale.

Les travaux futurs du projet consistent à mettre à l'épreuve le capteur sur des tests biomédicaux. Pour la réalisation de ces tests la finalisation du projet sur un circuit imprimé est nécessaire. Sur ce circuit imprimé serait placé le capteur d'image, un FPGA pour la génération de signaux. Une modification sur le protocole de sortie peut aussi être réalisée selon l'outil utilisé de visualisation.

Du point de vu capteur d'image, celui-ci a montré qu'il fonctionnait bien pour l'application recherchée. Néanmoins il est possible d'améliorer le taux d'images par seconde si l'on désire obtenir un rafraichissement rapide de la vidéo. Pour cela, il est recommandé d'ajouter des blocs d'adressage verticaux qui s'occupent de dissocier les signaux nécessaires pour le temps d'intégration et de le rendre indépendant de la sélection des lignes.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Mintun MA, Lundstrom BN, “Blood flow and oxygen delivery to human brain during functional activity: Theoretical modeling and experimental data,” J Proc. Natl. Acad. Sci. USA. 2001; 98:6859–6864.
- [2] Juda Hirsch quastel, Arnold Herbert Maurice weatley, “oxidations by the brain”, Biochem J. 1932, 26(3): 725-44.
- [3] C.J.Ramella-Roman, S.A.Mathews, “Measurement of oxygen saturation in the retina with a spectroscopic sensitive multi aperture camera“ Optical Society of America, Vol. 16, No. 9, 2008.
- [4] A.Harris, R.B.Dinn, “A Review of Methods for Human Retinal Oximetry,“ ophthalmic surgery, lasers & imaging, Vol 34, No 2, 2003.
- [5] “Hermann von Helmholtz and the foundations of nineteenth-century science,” By David Cahan 1992
- [6] Brindley G.S, Willmer E.N, “The reflexion of light from the macular and peripheral fundus oculi in man,” 1952 J.Physiol 116, 350–356.
- [7] T.Berendschota, P.J.DeLintb, D. van Norren, “Fundus reflectance historical and present ideas,“ Progress in Retinal and Eye Research 22, pp171–200, 2003.
- [8] J. B. Hickham, R. Frayser, J. C. Ross, “A study of retinal venous blood oxygen saturation in human subjects by photographic means,” Circulation 27, 375–85, 1963.
- [9] R.A.Laing, A.J.Cohen, “Photographic measurements of retinal blood oxygen saturation: falling saturation rabbit experiments,“ Invest.Ophthalmol. 14, 606–610, 1975.
- [10] R.N.Pittman, B.R.Duling, “Measurement of percent oxyhemoglobin in the microvasculature,” J. Appl. Physiol. 38, 321–327, 1975.
- [11] D.Schweitzer, C.Schrodel, “Reflectance spectrophotometry in the human ocular fundus,“ .Graef. Arch.Clin.Exp. Ophthalmol. 223, 207–210, 1985.
- [12] F. C. Delori and K. P. Pflibsen, “Spectral reflectance of the human ocular fundus,” Appl. Opt. 28, 1061–1076, 1989.

- [13] K.R.Denninghoff, M.H.Smith, “Retinal venous oxygen saturation and cardiac output during controlled hemorrhage and resuscitation,” J. Appl. Phys. 94, 891-896 (2003).
- [14] W.R.Johnson, D.W.Wilson, “Snapshot hyperspectral imaging in ophthalmology,” J. Biomed. Opt. 12, 14036-14043, 2007.
- [15] J. Foubert , V. Diaconu, “On-line and real-time spectroreflectometry measurement of oxygenation in a patient’s eye,” U.S. patent 5,919,132, 1999.
- [16] V. Diaconu, “Multichannel spectroreflectometry: a noninvasive method for assessment of on-line hemoglobin derivatives,” Applied Optics vol 48, No 10 2009
- [17] T.J.Tredwell, “Visible array detectors,” in Imaging detectors, Sensor Systems Division, Imager Systems Development Laboratory, Eastman Kodak Company, Rochester, New York.
- [18] J.NAKAMURA, “Image sensors and signal processing for digital still cameras,” Boca Raton, FL.: CRC Press, 2006.
- [19] Gregory T.A, Kovacs, “Bulk Micromachining of Silicon, “ PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 86, NO. 8, AUGUST 1998
- [20] Kirt R. Williams, “Etch Rates for Micromachining Processing,” JOURNAL OF MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS, VOL. 5, NO. 4, DECEMBER 1996
- [21] Martin J. Walker, “Comparison of Bosch and cryogenic processes for patterning high aspect ratio features in silicon, “ Oxford Instruments Plasma Technology
- [22] Chienliu Chang¹, “Etching submicrometer trenches by using the Bosch process and its application to the fabrication of antireflection structures, “ JOURNAL OF MICROMECHANICS AND MICROENGINEERING. 15 580–585, 2005
- [23] Jeremy Golden, Harris Miller, “Optimization of Bi-layer Lift-Off Resist Process,” MicroChem Corp.
- [24] S. Spiesshoefer, Z. Rahman, “Process integration for through-silicon vias,” J. Vac. Sci. Technol. A 23, 2005.
- [25] Circuit développé par Rahul Singh dans le cadre d’un projet de capteur d’image, FORYON, GRM, École Polytechnique de Montréal, été 2009, circuit : PRC035M4_CLIMPIN

[26] Circuit développé par Rahul Singh dans le cadre d'un projet de capteur d'image FORYON, GRM, École Polytechnique de Montréal, été 2009, circuit : PRC035M4_CLMBUFF

[27] Circuit développé par Rahul Singh dans le cadre d'un projet de capteur d'image FORYON, GRM, École Polytechnique de Montréal, été 2009, circuit : PRC035M4_FCDA